



21世纪全国本科院校电气信息类**创新型**应用人才培养规划教材

# 电机与电力电子技术

主编 孙冠群



教材预览、申请样书



微信公众号: pup8book



北京大学出版社  
PEKING UNIVERSITY PRESS

## 说 明

本书版权属于北京大学出版社有限公司。版权所有，侵权必究。

本书电子版仅提供给高校任课教师使用，如有任课教师需要本书课件或其他相关教学资料，请联系北京大学出版社客服，微信手机同号：15600139606，扫下面二维码可直接联系。

由于教材版权所限，仅限任课教师索取，谢谢！



21 世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材

# 电机与电力电子技术

主 编 孙冠群

参 编 张黎锁 吴 剑



北京大学出版社  
PEKING UNIVERSITY PRESS

## 内 容 简 介

为了适应电机(学)与拖动和电力电子技术之间的衔接,以及面向电机与电力电子技术基础,编写了本书。本书涵盖电机学及电机拖动、电力电子技术基础方面的知识,包含直流电机及其拖动、交流电机及三相异步电动机拖动、变压器、电力电子器件、整流电路、逆变电路、直流斩波电路、交-交变频电路、PWM控制技术、软开关技术等知识。

本书适应新形势下的电气工程及其自动化、自动化、机械电子工程等专业的需求,可作为这些专业或相近专业中需讲授电机与电力电子技术或机电传动控制技术课程的教材或参考书;本书力求从实际应用及工程实践角度出发编写,因此也非常适合作为相关工程技术人员培训或自学用书。

### 图书在版编目(CIP)数据

电机与电力电子技术/孙冠群主编. —北京:北京大学出版社, 2015. 5

(21世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材)

ISBN 978-7-301-25736-4

I. ①电… II. ①孙… III. ①电机—高等学校—教材②电力电子技术—高等学校—教材

IV. ①TM3②TM1

中国版本图书馆CIP数据核字(2015)第084377号

- 书 名 电机与电力电子技术  
著作责任者 孙冠群 主编  
策划编辑 郑 双  
责任编辑 黄红珍  
标准书号 ISBN 978-7-301-25736-4  
出版发行 北京大学出版社  
地 址 北京市海淀区成府路205号 100871  
网 址 <http://www.pup.cn> 新浪微博: @北京大学出版社  
电子信箱 [pup\\_6@163.com](mailto:pup_6@163.com)  
电 话 邮购部 62752015 发行部 62750672 编辑部 62750667  
印刷者  
经 销 者 新华书店  
787毫米×1092毫米 16开本 22.25印张 518千字  
2015年5月第1版 2015年5月第1次印刷  
定 价 45.00元

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有,侵权必究

举报电话:010-62752024 电子邮箱: [ld@pup.pku.edu.cn](mailto:ld@pup.pku.edu.cn)

图书如有印装质量问题,请与出版部联系,电话:010-62756370



# 前 言

本书是作者结合电气工程及其自动化、自动化两个专业的电机与拖动、电力电子技术两门课程的讲授实践，以及机械电子工程专业的机电传动控制课程的讲授实践，进行近十年教学经验总结的结晶。根据近年来本科学生特点和教学改革需求，本书在强调基础的同时又简化部分理论推导过程，并且结合主要作者的电机及电力电子大型企业多年工作经历，从工程实践出发优化组合而成。

本书虽然分为电机与电力电子两大部分，但二者之间是非常相关的。随着现代电机工程和电力电子工程的发展，电机离不开控制，电机控制器就是电力电子技术的集成；电力电子技术又在很大应用面上是从事对电机的控制，即使是开关电源或其他特殊电源方向的电力电子技术应用，实际上和电机控制所用电力电子技术也是相通的，所以说，电机和电力电子技术之间已经密不可分。虽然很多高校至今依然将电机和电力电子作为先后的两门课讲授，但本质上已经存在合二为一的条件，加之部分高校因相关专业课程改革的需要，已将电机与电力电子技术作为一门课讲授。本书的编写，也鉴于作者多年的电气企业工作经历，以及对当前电机与电力电子技术应用发展的把握。本书强调专业基础的同时，具备相当的实用性，也非常适合于工程技术人员的培训或自学。

全书共分13章，其中孙冠群编写第1、2、4、5、6、7、8、9、12章并负责全书统稿，张黎锁编写第3、11章，吴剑编写第10、13章。

鉴于本书的新颖性，书中不足之处在所难免，非常希望读者提出宝贵意见。另外，本书还提供电子课件、课后习题解答、实验等资料，可供使用本书的教师、学生及工程技术人员参考，请需要者登录出版社网站或联系本书策划编辑免费索取。

编 者

2014年12月

# 目 录

## 第 1 章 绪论 ..... 1

- 1.1 电机的发展历史 ..... 2
- 1.2 电机的分类 ..... 3
- 1.3 电机有关的电磁基础知识 ..... 4
  - 1.3.1 磁场的基本概念 ..... 4
  - 1.3.2 电磁定律 ..... 5
  - 1.3.3 常用铁磁材料及其特性 ..... 8
- 1.4 电力电子技术的定义 ..... 11
- 1.5 电力电子技术的发展历史 ..... 12
- 1.6 电机与电力技术的关系 ..... 12

## 第 2 章 直流电机 ..... 15

- 2.1 直流电机的工作原理与结构 ..... 16
  - 2.1.1 直流电机工作原理 ..... 16
  - 2.1.2 直流电机基本结构 ..... 18
  - 2.1.3 直流电机额定值 ..... 20
  - 2.1.4 直流电机励磁方式 ..... 21
- 2.2 直流电机电枢绕组与磁场 ..... 22
  - 2.2.1 电枢绕组 ..... 22
  - 2.2.2 直流电机内的磁场 ..... 24
- 2.3 直流电机电枢电动势、电磁转矩及电磁功率 ..... 27
  - 2.3.1 电枢电动势 ..... 27
  - 2.3.2 电磁转矩 ..... 28
  - 2.3.3 电磁功率 ..... 28
- 2.4 直流电动机运行原理 ..... 29
  - 2.4.1 直流电动机的平衡方程 ..... 29
  - 2.4.2 直流电动机的工作特性 ..... 31
  - 2.4.3 直流电机的可逆原理 ..... 33
- 2.5 直流发电机运行原理 ..... 35
  - 2.5.1 直流发电机的平衡方程 ..... 35
  - 2.5.2 直流发电机的工作特性 ..... 36

## 第 3 章 变压器 ..... 40

- 3.1 变压器的工作原理与结构 ..... 41

- 3.1.1 变压器的工作原理 ..... 41
- 3.1.2 变压器的基本结构 ..... 41
- 3.1.3 变压器的主要种类 ..... 43
- 3.1.4 变压器的额定值 ..... 44
- 3.2 变压器的空载运行 ..... 45
  - 3.2.1 空载运行时的电磁关系 ..... 45
  - 3.2.2 空载时的等效电路和相量图 ..... 49
- 3.3 变压器的负载运行 ..... 50
  - 3.3.1 负载运行时的电磁关系 ..... 51
  - 3.3.2 变压器绕组的折算 ..... 52
  - 3.3.3 等效电路和相量图 ..... 54
- 3.4 变压器的参数测定 ..... 56
  - 3.4.1 变压器空载实验 ..... 56
  - 3.4.2 变压器短路实验 ..... 57
  - 3.4.3 变压器的标么值 ..... 60
- 3.5 变压器的运行特性 ..... 61
  - 3.5.1 变压器的外特性 ..... 61
  - 3.5.2 变压器的效率特性 ..... 61
- 3.6 三相变压器 ..... 63
  - 3.6.1 三相变压器磁路系统 ..... 63
  - 3.6.2 三相变压器的联结方式 ..... 64
- 3.7 特殊变压器 ..... 67
  - 3.7.1 自耦变压器 ..... 67
  - 3.7.2 电压互感器 ..... 68
  - 3.7.3 电流互感器 ..... 68

## 第 4 章 交流电机 ..... 73

- 4.1 交流电机的定义和分类 ..... 74
- 4.2 交流电机的绕组 ..... 74
- 4.3 交流电机绕组的电动势 ..... 77
- 4.4 交流电机绕组的磁动势 ..... 80
- 4.5 异步电机的结构与原理 ..... 84
  - 4.5.1 异步电机基本结构 ..... 84
  - 4.5.2 异步电机的额定值 ..... 87

4.5.3 异步电机的工作原理 .....	88	5.3.3 电枢回路串电阻起动 .....	124
4.6 三相异步电动机的电磁分析 .....	90	5.4 他励直流电动机的调速 .....	125
4.6.1 基本电磁关系 .....	90	5.4.1 调速指标 .....	125
4.6.2 转子静止时的电磁关系 .....	92	5.4.2 他励直流电动机的 调速方法 .....	126
4.6.3 转子旋转时的电磁关系 .....	94	5.4.3 调速方式与负载的配合 .....	129
4.7 三相异步电动机的功率和转矩 .....	98	5.5 他励直流电动机的制动 .....	130
4.7.1 功率关系 .....	98	5.5.1 能耗制动 .....	131
4.7.2 转矩平衡关系表达式 .....	99	5.5.2 反接制动 .....	133
4.8 三相异步电动机的运行特性与 参数测定 .....	100	5.5.3 回馈制动 .....	136
4.8.1 三相异步电动机的 工作特性 .....	100	<b>第6章 三相异步电动机的电力拖动</b> .....	141
4.8.2 三相异步电动机的 参数测定 .....	101	6.1 三相异步电动机的机械特性 .....	142
4.9 单相异步电动机 .....	104	6.1.1 三相异步电动机机械特性 表达式 .....	142
4.9.1 单相异步电动机的 工作原理 .....	104	6.1.2 三相异步电动机固有 机械特性 .....	146
4.9.2 单相异步电动机的 起动方法 .....	105	6.1.3 三相异步电动机人为 机械特性 .....	147
4.10 同步电机 .....	106	6.2 三相异步电动机的起动 .....	149
4.10.1 同步电动机工作原理 .....	107	6.2.1 鼠笼型三相异步电动机 起动 .....	150
4.10.2 同步发电机工作原理 .....	108	6.2.2 绕线型异步电动机的起动 .....	155
4.10.3 同步电机的结构 .....	108	6.3 三相异步电动机的调速 .....	157
4.10.4 同步电机的应用简介 .....	109	6.3.1 变频调速 .....	158
<b>第5章 直流电动机的电力拖动</b> .....	113	6.3.2 变极调速 .....	159
5.1 电力拖动基础知识 .....	114	6.3.3 变压调速 .....	160
5.1.1 电力拖动系统的运动方程 .....	114	6.3.4 三相绕线型异步电动机转子 串电阻调速 .....	161
5.1.2 负载的机械特性 .....	115	6.3.5 三相绕线型异步电动机的 串级调速 .....	162
5.2 他励直流电动机机械特性和稳定 运行条件 .....	118	6.4 三相异步电动机的制动 .....	163
5.2.1 机械特性的一般形式 .....	118	6.4.1 能耗制动 .....	163
5.2.2 固有机械特性 .....	118	6.4.2 反接制动 .....	165
5.2.3 人为机械特性 .....	120	6.4.3 回馈制动 .....	167
5.2.4 电力拖动系统稳定 运行条件 .....	121	<b>第7章 电力电子器件</b> .....	171
5.3 他励直流电动机的起动 .....	123	7.1 电力电子器件的分类 .....	172
5.3.1 直接起动 .....	123	7.2 电力二极管 .....	173
5.3.2 降压起动 .....	124		

7.2.1 电力二极管的结构和 工作原理 .....	173	7.9.2 电流驱动型全控器件的 驱动电路 .....	198
7.2.2 电力二极管的基本特性 .....	173	7.9.3 电压驱动型全控器件的 驱动电路 .....	200
7.2.3 电力二极管的主要参数 .....	175	7.10 电力电子器件的保护 .....	202
7.2.4 电力二极管的主要类型 .....	176	7.10.1 过电压保护 .....	202
7.3 晶闸管 .....	177	7.10.2 过电流保护 .....	204
7.3.1 晶闸管的结构和工作原理 .....	177	7.10.3 缓冲电路 .....	205
7.3.2 晶闸管的基本特性 .....	178	7.10.4 电力电子器件的散热 .....	206
7.3.3 晶闸管的主要参数 .....	180	<b>第8章 相控整流电路</b> .....	210
7.4 可关断晶闸管 .....	182	8.1 单相整流电路 .....	211
7.4.1 GTO的结构和工作原理 .....	182	8.1.1 相控整流的基本概念 .....	211
7.4.2 GTO的特性 .....	183	8.1.2 单相桥式全控整流电路 .....	212
7.4.3 GTO的主要参数 .....	184	8.1.3 单相全波可控整流电路 .....	218
7.5 电力晶体管 .....	184	8.1.4 单相桥式半控整流电路 .....	218
7.5.1 GTR的结构和工作原理 .....	184	8.2 三相整流电路 .....	220
7.5.2 GTR的基本特性 .....	185	8.2.1 三相半波可控整流电路 .....	220
7.5.3 GTR的主要参数 .....	186	8.2.2 三相桥式全控整流电路 .....	225
7.6 电力场效应晶体管 .....	187	8.3 输入侧变压器漏抗对整流电路的 影响 .....	232
7.6.1 电力 MOSFET 的结构和 工作原理 .....	187	8.4 大功率相控整流电路 .....	234
7.6.2 电力 MOSFET 的 基本特性 .....	188	8.4.1 带平衡电抗器的双反星形 可控整流电路 .....	234
7.6.3 电力 MOSFET 的 主要参数 .....	190	8.4.2 多重化整流电路 .....	238
7.7 绝缘栅双极晶体管 .....	191	8.5 相控整流电路的谐波和功率因数 .....	240
7.7.1 IGBT 的结构和工作原理 .....	191	8.5.1 谐波和无功功率 .....	241
7.7.2 IGBT 的基本特性 .....	192	8.5.2 直流侧电压和电流的 谐波分析 .....	242
7.7.3 IGBT 的主要参数 .....	193	8.5.3 交流侧的谐波和功率因数 分析 .....	244
7.8 其他电力电子器件 .....	194	8.6 相控整流电路的有源逆变 .....	245
7.8.1 静电感应晶体管 .....	194	8.6.1 有源逆变的工作原理 .....	245
7.8.2 集成门极换流 晶闸管 .....	194	8.6.2 三相半波有源逆变电路 .....	247
7.8.3 碳化硅器件 .....	194	8.6.3 三相桥式有源逆变电路 .....	248
7.8.4 砷化镓器件 .....	196	8.6.4 有源逆变最小逆变角 $\beta_{\min}$ 的 限制 .....	248
7.8.5 磷化铟器件 .....	196	<b>第9章 逆变电路</b> .....	253
7.8.6 模块化与集成化的电力电子 器件 .....	196	9.1 逆变原理 .....	254
7.9 电力电子器件的驱动 .....	197		
7.9.1 晶闸管的触发电路 .....	197		

9.2 电压型逆变电路 .....	254	12.2.2 异步调制和同步调制 .....	315
9.2.1 单相电压型逆变电路 .....	254	12.2.3 规则采样法 .....	318
9.2.2 三相电压型逆变电路 .....	257	12.2.4 PWM 逆变电路的 谐波分析 .....	319
9.3 电流型逆变电路 .....	261	12.3 PWM 跟踪控制技术 .....	321
9.3.1 单相电流型逆变电路 .....	261	12.3.1 电流跟踪型 PWM 控制技术 .....	321
9.3.2 三相电流型逆变电路 .....	264	12.3.2 电压跟踪型 PWM 控制技术 .....	322
9.4 多重和多电平逆变电路 .....	268	12.3.3 磁通跟踪型 PWM 控制技术 .....	322
9.4.1 多重逆变电路 .....	269	12.4 PWM 整流电路 .....	324
9.4.2 多电平逆变电路 .....	272	12.4.1 单相电压型桥式 PWM 整流电路 .....	324
<b>第 10 章 直流斩波电路</b> .....	279	12.4.2 三相桥式 PWM 整流电路 结构 .....	325
10.1 降压斩波电路 .....	280	<b>第 13 章 软开关技术</b> .....	329
10.2 升压斩波电路 .....	283	13.1 软开关原理 .....	330
10.3 升降压斩波电路 .....	284	13.2 软开关技术简介 .....	332
10.4 多象限斩波电路及多相多重 斩波电路 .....	285	13.2.1 软开关的基本电路 .....	332
10.4.1 多象限斩波电路 .....	285	13.2.2 ZCS 型准谐振变流器 .....	333
10.4.2 多相多重斩波电路 .....	288	13.2.3 ZVS 型准谐振变流器 .....	334
<b>第 11 章 交流变流电路</b> .....	291	13.2.4 软开关注意的问题 .....	335
11.1 交流调压电路 .....	292	13.3 软开关典型应用 .....	335
11.1.1 单相交流调压电路 .....	292	13.3.1 DC-DC 变换 .....	335
11.1.2 三相交流调压电路 .....	297	13.3.2 AC-DC 变换 .....	338
11.2 交-交变频电路 .....	300	13.3.3 DC-AC 变换 .....	340
11.2.1 单相交-交变频电路 .....	300	<b>参考文献</b> .....	344
11.2.2 三相交-交变频电路 .....	306		
<b>第 12 章 PWM 控制技术</b> .....	309		
12.1 PWM 基本原理 .....	310		
12.2 PWM 逆变电路及其控制 .....	312		
12.2.1 调制法 .....	312		

# 第1章

## 绪 论

**关键术语：**电机发展史，电机分类，电磁基本概念和定律，铁磁材料特性，电力电子定义和组成，电力电子发展史，电机与电力电子关系。

**学过本章后，读者将能够：**

了解百年来电机与电力电子技术发展历史；

掌握与电机有关的电磁概念和电磁定律；

描述铁磁材料的特性和铁磁材料的损耗；

获知电力电子技术的定义和组成；

解释为何电机与电力电子之间具有密不可分的关系。

**引例：**

利用电能产生动力，或者利用动力产生电能，就会用到电机，如若调节电机的转速，或需要控制电机以迎合负载所需（如调速），就会用到基于电力电子技术的电机控制器，图 1.1 所示为电机及其控制器。

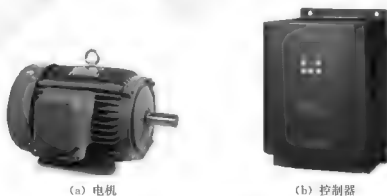


图 1.1 电机及其控制器

本章首先回顾电机的历史，然后针对本书各类电机原理的讲授需求，介绍相关的磁场、电磁定律、铁磁材料等基础知识。

电力电子技术方面，首先给出电力电子技术的定义，同样地，回顾电力电子技术的简短历史，最后对电机与电力电子技术的关系，即电力电子技术的应用进行扼要阐述。

## 1.1 电机的发展历史

1821年,英国科学家法拉第首先证明了可以把电力转变为旋转运动,1831年,他提出了电磁感应现象,这便为随后电机的发明提供了理论依据。1834年,德国人雅可比制成了一种简单的装置,在两个U型电磁铁中间,装一个六臂轮,每臂带两根棒型磁铁,通电后,棒型磁铁与U型磁铁之间产生相互吸引和排斥作用,带动轮轴转动。后来,雅可比做了一具更大型的装置,安在小艇上,用320个电池供电。1838年该小艇在易北河上首次航行,不过时速最高只有2.2km。与此同时,美国的达文波特也成功地制出了驱动印刷机的电动机,印刷过美国电学期刊《电磁和机械情报》。但这两种电动机都没有多大商业价值,用电池作电源,成本太大、不实用。

直到后来第一台实用直流发电机问世,代替价格昂贵的电池向直流电动机供电,电动机才获得广泛应用。这是1870年由比利时工程师格拉姆发明的直流发电机,在设计上,直流发电机和电动机很相似,后来,格拉姆还证明向直流发电机输入电流,其转子会像电动机一样旋转,于是,这种两用的格拉姆型电动机被大量制造,效率也不断提高。与此同时,德国的西门子公司接着制造出了更好的发电机,并着手研究由电动机驱动的车辆,于是西门子公司制成了电机车。

1879年,在柏林工业展览会上,西门子公司不冒烟的电车赢得了观众的一片喝彩。西门子电机车当时只有3马力(1马力=735.499W),后来美国发明大王爱迪生试验的电机车已达12~15马力,但这些电动机全是直流电机,只限于驱动电车。

由此可见,在电机的发展史上,首先得到应用的是直流电机。

在直流电机风靡的同时,用电量不断增加,而当时的直流电压又无法提高,因而在远距离输电方面遇到了困难,人们开始认识到交流电的优越性,此后便开始了对交流电的研究。

在对交流电的研究中,首先出现的是变压器,领头的是巨人法拉第和亨利。早在1831年就出现了变压器的雏形——感应线圈,后来经过英国、德国、美国等国家数十位工程师和科学家的努力,在19世纪中后期陆续出现了各种结构的变压器并投入使用。

对于交流电机,其实早在直流电动机开始使用的1870年代,凡·麦尔准就提出了交流发电机的雏形。1878年,亚布罗切科夫运用麦尔准发明的交流发电机和变压器,发明了简单的照明供电装置。1885年,意大利物理学家费拉里斯发现了两相电流可产生旋转磁场,一年后,他与远在美国的恒斯拉几乎同时制成了两相异步电动机模型,它根据电磁感应原理制成,又称感应电动机。1888年,多里沃·多勃罗沃尔斯基提出了三相电制。当年,美国发明家特斯拉发明了三相异步电动机。异步电动机结构简单,使用交流电,无需整流,无火花,因此逐步被广泛应用于工业和家庭电器中。由于三相异步电动机的出现,奠定了现代三相电路和三相电机的基础,随后,三相交流电便迅速发展起来。这时,除电车外,电灯、电钻、电焊等电气产品如雨后春笋般地涌现。

1902年,瑞典工程师丹尼尔森首先提出同步电动机的构想。同步电动机工作原理同

异步电动机类似,由定子绕组产生旋转磁场,但其转子绕组用直流电供电,其转速固定不变,不受负载影响,因此同步电动机特别适用于钟表、电唱机和磁带录音机。后来基于同步电动机,出现了同步发电机。同步电机基于当时三相异步电动机的风靡,也多使用三相交流电供电,即三相同步电机。

到20世纪初期,各种主要的现代电机均已设计制造成功。

但是,要将电能应用于生产,应用于更广泛的场合,还必须解决远距离输送的问题。1882年,法国人德普勒发明了远距离输电的方法。美国大发明家爱迪生随后建立了美国第一个火力发电站,并将输电线接成网络,这便是现代电网的雏形。后来,电力这种优质而廉价的新能源,在工业化国家电网建设的支撑下,有力地促进了电动机在各个行业的应用,也是基于此,人类历史从“蒸汽时代”跨入了“电气时代”。

自20世纪以来,可以说,人类至今的“电气时代”是伴随着电机应用的发展而发展的,虽然直流电机、交流电机如异步和同步电机等基本电机在一百多年前就已成型,但在电机结构革新上一直处于发展当中,后来出现了应用更广的鼠笼式异步电动机,并且随着新材料新工艺的发展,各种电机的结构获得了大发展,出现了无电刷的直流电机、根据“磁阻最小原理”制成的步进电机和开关磁阻电机等新品种电机。更为重要的是,电机的应用领域一直以来就处在不断扩展中,进入21世纪,诸如现代电动汽车、轨道交通牵引、全电飞机,以及更广泛的工业自动化、农业电气化、信息化等等领域的发展,更有力地促进了电机的发展。

通过回顾电机的发展历史,可见电机在国民经济中的重要地位,可见对学习电机知识的重要意义,均不言而喻。

## 1.2 电机的分类

从以上电机的发展史介绍中,可以总结得出电机的定义:电机是指以电磁感应定律为理论基础进行机电能量转换或信号转换的一种电磁机器。

从能量转换角度,电机包括电动机、发电机和变压器。其中,发电机是将非电能形式的机械能转换为电能的装置;而电动机则是将电能转换为机械能的装置;变压器是改变交流电压的电磁装置。

由于电机是驱动负载装置运动的主要动力源,它应用广泛、种类繁多、性能各异,分类方法也很多,电机可以根据不同的分类原则或方法进行分类,图1.2所示为典型的分类方式。

下面对上述分类作一归纳。

按输入或输出的电压、电流的特点来分,可分为直流电机和交流电机。

按能量转换的方向来分,可分为发电机和电动机。因此,也就有了直流发电机和直流电动机、交流发电机和交流电动机。

按工作方式来分,交流电机又可分为异步(或称感应)电机、同步电机、变压器,相应的交流发电机分为异步发电机和同步发电机,交流电动机分为异步电动机和同步电动机。



图 1.2 电机的分类

机。变压器作为唯一静止的电机，因其理论基础与交流电机类似，归入交流电机范畴。除变压器之外，其余电机均为做旋转运动的电机。

需要说明的是，图 1.1 对电机的分类方法，仅仅是常规电机的分类，涉及信号传递或转换的控制电机，以及其他特种电机大多由常规电机衍生而来，控制电机与特种电机内容并非本书重点，所以涉及它们的分类在此略去。

## 1.3 电机有关的电磁基础知识

### 1.3.1 磁场的基本概念

#### 1. 磁感应强度 $B$

电流产生磁场，磁场的强弱以及磁场的方向一般使用磁感应强度  $B$  来表示，单位为特斯拉 (T)。磁场中磁感线密度越大，磁感应强度越大。磁感应强度又称为磁通密度，这是源于它和磁通的关系，实际应用中也常常简称为磁密。

#### 2. 磁通 $\Phi$

磁通也称为磁通量，单位为韦伯 (Wb)，表示穿过某个特定截面的磁感应强度的通量，它与磁感应强度  $B$  之间的关系为

$$\Phi = \int_S B dS \quad (1-1)$$

式中， $S$  为磁感线所穿过区域的面积 ( $\text{m}^2$ )。

如果磁场中磁感线分布均匀，并且磁感线与截面垂直，则式 (1-1) 的积分形式可以写成

$$\Phi = BS \quad \text{或} \quad B = \frac{\Phi}{S} \quad (1-2)$$

#### 3. 磁导率 $\mu$

磁导率是衡量各种材料 (介质) 对于磁的传导能力大小的物理量，常用  $\mu$  表示，单位

为亨利/米 (H/m)。从传磁的能力来分, 可把材料分为非铁磁材料和铁磁材料。对于非铁磁材料, 如真空, 磁导率  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ , 为一常数, 把这个磁导率作为基准, 其余材料的磁导率与之相比, 得到相对的磁导率  $\mu_r = \mu/\mu_0$ 。一般来说, 铁磁材料的相对磁导率很大, 例如, 电机定子铁心的相对磁导率在 6000~7000 倍。

#### 4. 磁场强度 $H$

磁场强度  $H$  是为了建立电流与其产生的磁场之间的数量关系而引入的物理量, 单位为安/米 (A/m), 其方向与磁感应强度  $B$  相同, 关系为

$$B = \mu H \quad (1-3)$$

### 1.3.2 电磁定律

#### 1. 电产生磁的基本定律——全电流定律

全电流定律 (安培环路定律): 磁场强度  $H$  沿空间任意闭合路径  $l$  的线积分等于该闭合回路所包围的全部电流的代数和, 其数学表达式为

$$\oint_l H \cdot dl = \sum I \quad (1-4)$$

式中,  $l$  为与电流垂直的平面中的任意闭合路径;  $I$  为被闭合路径所包围的  $N$  根导体中的电流, 其正负值代表不同的电流方向。

全电流定律又称为安培环路定律, 是研究电生磁的基本定律, 电流的正方向和所产生磁场的正方向符合右手螺旋关系。

如果闭合磁力线是由  $N$  匝线圈中的电流  $i$  产生, 且沿闭合磁力线  $l$  上的磁场强度  $H$  处处相等, 则上式变为

$$Hl = iN \quad (1-5)$$

如图 1.3 (a) 所示, 应用全电流定律可写成

$$\oint H \cdot dl = I_1 + I_2 - I_3 \quad (1-6)$$

如图 1.3 (b) 所示, 应用全电流定律可写成

$$\oint H \cdot dl = Ni \quad (1-7)$$

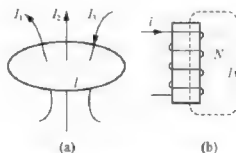


图 1.3 全电流定律的应用

## 2. 磁路的基尔霍夫第一定律

磁场的分布常用一些闭合线（磁力线）来描述，磁力线所经的路径称为磁路。磁动势（磁通势）可以看作磁路中的电动势，磁力线可视为是由磁动势产生的。

磁路的基尔霍夫第一定律（磁通的连续性定律）指的是磁路中任一闭合面，在任一瞬间穿过该闭合面的各支路磁通的代数和恒等于零，表达式为

$$\sum \Phi = 0 \quad (1-8)$$

如图 1.4 所示，任取一闭合面  $A$ ，令进入  $A$  面的磁通为正，穿出的为负，则有

$$\Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3 = 0 \quad (1-9)$$

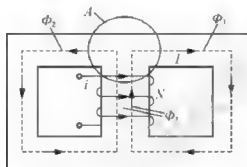


图 1.4 磁路的基尔霍夫第一定律

## 3. 磁路的基尔霍夫第二定律

根据全电流定律演变可得

$$\sum Hl = \sum iN \quad (1-10)$$

式中， $Hl$  表示磁压降； $iN$  表示作用在磁路上的安匝数，用  $F = iN$  表示，称为磁动势。

式 (1-10) 表明：沿任意闭合磁路的总磁动势恒等于各段磁路磁压降的代数和，这就是磁路的基尔霍夫第二定律。

## 4. 磁路的欧姆定律

若  $\Phi$  为磁路的磁通， $R_m$  为磁路的磁阻， $l$  为磁路的平均长度， $\mu$  为磁路的磁导率， $S$  为磁路的截面积， $F = iN$  为作用在磁路上的磁动势，则磁路的欧姆定律为

$$\Phi = \frac{F}{R_m} = \frac{iN}{R_m} \quad (1-11)$$

式中，磁阻为

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \quad (1-12)$$

## 5. 磁产生电的基本定律——电磁感应定律

变化的磁场能够产生电场，在导体中感应电动势，如果是一个闭合回路，还会产生感应电流，这种现象称为电磁感应现象。电磁感应现象有以下两种。

(1) 表征发电机原理的电磁感应定律——运动电动势。导体在磁场中作切割磁力线运动时会产生感应电动势，这种电动势称为运动电动势。设导体有效长度为  $l$  (m)，切割磁

力线的运动速度为  $v$  (m/s)，而且磁力线、导体的运动方向及导体本身，三者互相垂直时，感应电动势的大小为

$$e = Blv \quad (1-13)$$

感应电动势的方向由右手定则来确定，如图 1.5 所示。

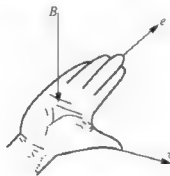


图 1.5 右手定则

(2) 表征变压器原理的电磁感应定律——变压器电动势。一个线圈位于磁场中，当线圈所交链的磁通发生变化时，线圈中将产生感应电动势，这种电动势称为变压器电动势。若线圈匝数为  $N$ ，则感应电动势为

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (1-14)$$

感应电动势的方向由楞次定律决定：感应电动势的方向始终与磁通变化的方向相反，如式 (1-14) 中的负号所表示。

#### 6. 表征电动机运行原理的基本定律——电磁力定律

载流导体放置在磁场中时，载流导体会受到电磁力的作用。如果磁力线方向与导体相互垂直，导体中的电流为  $i$ ，导体有效长度为  $l$ ，则导体所受电磁力的大小为

$$f = Bil \quad (1-15)$$

电磁力的方向由左手定则确定，如图 1.6 所示。

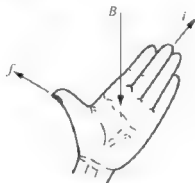


图 1.6 左手定则

### 1.3.3 常用铁磁材料及其特性

为了在一定的励磁电动势作用下能激励产生较强的磁场, 电机的铁心常用磁导率较高的铁磁材料制成。

#### 1. 铁磁材料的磁化特性

铁磁材料包括铁、镍、钴等以及它们的合金。将这些材料作为磁路的介质, 磁场会显著增强。铁磁材料在外磁场中呈现很强的磁性, 这种现象称为铁磁物质的磁化。

由式 (1-11) 和式 (1-12) 可得

$$\frac{\Phi}{S} = \mu \frac{iN}{l} = \mu \frac{F}{l}$$

即

$$B = \mu H \quad (1-16)$$

式中,  $H = F/l$ ;  $H$  为磁场强度, 它是进行磁场分析时引用的一个辅助物理量, 仅与磁动势和磁路的长度有关, 与磁路的介质无关。

在非铁磁材料中, 磁通密度  $B$  和磁场强度  $H$  之间关系  $B = \mu H$  为线性关系, 即为一 条直线, 直线的斜率为  $\mu$ , 如前所述  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ , 很小, 如图 1.7 中虚线所示。

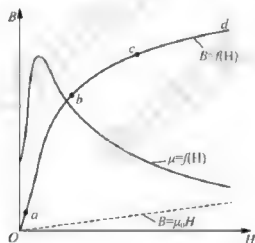


图 1.7 铁磁材料的磁化曲线

铁磁材料的磁通密度  $B$  和磁场强度  $H$  之间的关系  $B = \mu H$  为非线性关系。将一块尚未磁化的铁磁材料进行磁化, 磁场强度  $H$  由零逐渐增大时, 磁通密度  $B$  将随之增大, 如图 1.7 所示。在  $Ob$  段,  $B$  随着  $H$  的增大而增加,  $b$  点称为膝点; 在  $bc$  段,  $B$  随着  $H$  的增加速率变慢, 这种现象称为磁路饱和;  $c$  点以后, 曲线基本是与  $B = \mu H$  平行的直线,  $B$  几乎不随着  $H$  增大。

以上铁磁材料的这种现象可以解释为铁磁物质能被磁化, 是因为在它内部存在着许多很小的天然磁化区, 称为磁畴, 如图 1.8 所示, 磁畴用一些小磁铁示意。铁磁物质未放入磁场之前, 磁畴杂乱无章地排列着, 磁效应互相抵消, 对外部不呈磁性, 如图 1.8 (a) 所示。将铁磁物质放入一个磁场中, 在这个外磁场的作用下, 磁畴的极性将趋于同一方向,

如图 1.8 (b) 所示, 由此形成一个附加磁场, 叠加在外磁场上。磁畴所产生的附加磁场将比非铁磁物质在同一磁场强度下所励磁的磁场强得多 (譬如空气、木材等), 更强于真空介质的情况。铁磁材料的加入使得总磁场大为增强, 铁磁材料的磁导率, 如前所述, 自然要大得多。当磁畴全部沿外磁场方向排列后, 即使外磁场再增加, 铁磁材料内磁场几乎不再增加, 即进入磁饱和状态。



图 1.8 磁畴

一般在设计电机时, 为使主磁路的磁通密度较大而又不过分增大励磁磁动势, 通常把铁心内的工作磁通密度选择在膝点附近。因为过分增大励磁磁动势, 对电机来说, 意味着要增大电机励磁绕组电流。磁化曲线膝点以后的特性, 表现为励磁电流及励磁磁动势的相应增加并不能换来如膝点之前的那种近似线性的增长特性, 所以, 过分的增加励磁磁动势会带给电机更低的效率, 这是电机设计中非常要注意的问题。

## 2. 磁滞回线和基本磁化曲线

若将铁磁材料进行周期性磁化,  $B$  和  $H$  之间的变化关系就会变成如图 1.9 中曲线  $abcdefa$  所示。当  $H$  从零开始增加到  $H_m$  时,  $B$  相应地从零增加到  $B_m$ 。以后如果逐渐减小磁场强度  $H$ ,  $B$  值将沿曲线  $ab$  下降。当  $H=0$  时,  $B=B_r \neq 0$ ,  $B_r$  称为剩余磁通密度, 简称剩磁。要使  $B$  值从  $B_r$  减小到零, 必须加上相应的反向外磁场, 此反向磁场强度称为矫顽力, 用  $H_c$  表示。铁磁材料所具有的这种磁通密度  $B$  的变化滞后于磁场强度  $H$  变化的现象, 叫作磁滞。呈现磁滞现象的  $B-H$  闭合回线, 称为磁滞回线, 如图 1.9 中曲线  $abcdefa$  所示。磁滞现象是铁磁材料的另一个特性。

同一铁磁材料在不同的磁场强度  $H_m$  值下有不同的磁滞回线, 如图 1.10 所示。将各磁滞回线的顶点连接起来, 所得的  $B-H$  曲线称为基本磁化曲线。

磁滞回线窄、剩磁  $B_r$  和矫顽力  $H_c$  都小的材料, 称为软磁材料, 如铸钢、硅钢、铸铁等。它们容易被磁化, 常用来制造电机的铁心。磁滞回线宽、最大磁能积  $(BH)_m$  和矫顽力  $H_c$  都大的材料, 称为硬磁材料, 如铝镍钴合金等, 常用来制造永久磁铁, 如利用稀土矿物提炼制造的钕铁硼、稀土钴等永久磁铁, 具有相当高的永磁性能。

## 3. 磁滞损耗和涡流损耗

在交流磁路中, 磁场强度的大小和方向不断变化, 铁磁材料磁化方向反复变化, 使磁畴方向也不断来回排列。磁畴彼此之间摩擦引起的损耗, 称为磁滞损耗, 用  $p_h$  表示。

分析表明, 磁性材料反复磁化一个周期时单位体积所消耗的能量与磁滞回线的面积成正比。所以磁滞损耗  $p_h$  与磁场交变的频率  $f$ 、铁心的体积  $V$  和磁滞回线的面积  $\oint HdB$  成正比, 即

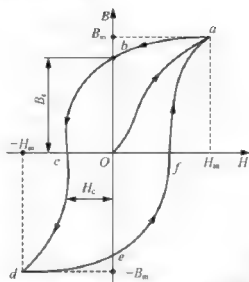


图 1.9 铁磁材料的磁滞回线

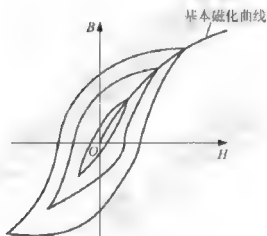


图 1.10 基本磁化曲线

$$p_h = f \oint H dB \quad (1-17)$$

电机中的铁心之所以采用软磁材料——硅钢，是由于硅元素加入钢片中使得其磁化特性中磁滞回线的面积小，能够降低磁滞损耗。

因为铁心是导电的，所以交变的磁通也能在铁心中产生感应电动势，并引起环流。这些环流在铁心内部围绕磁通作涡流状流动，称为涡流，如图 1.11 (a) 所示。涡流在铁心中引起的损耗，称为涡流损耗，用  $p_e$  表示。

涡流损耗的经验公式为

$$p_e = k_e d^2 f^2 B_m^2 V \quad (1-18)$$

式中， $k_e$  为涡流损耗系数，与材料的电阻率成反比； $d$  为钢片的厚度。

从式 (1-18) 可见，涡流损耗  $p_e$  与钢片厚度的平方成正比。所以，为了减小涡流，电机的铁心常采用厚度为 0.35~0.5mm、两面涂有绝缘漆的硅钢片叠成，如图 1.11 (b) 所示。

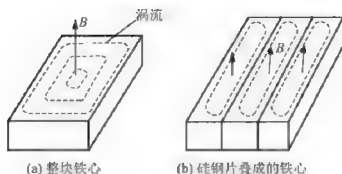


图 1.11 涡流路径

磁滞损耗和涡流损耗, 总称为铁心损耗 (简称铁耗)。对于一般的电工钢片, 在正常的工作磁通范围内 ( $1\text{T} < B_m < 1.8\text{T}$ ), 铁耗可近似为

$$p_{Fe} \approx C_{Fe} B_m^2 f^{1.3} G \quad (1-19)$$

式中,  $C_{Fe}$  为铁耗系数;  $G$  为铁心重量。

式 (1-19) 表明, 铁耗与磁通密度  $B_m$  的平方、交变频率  $f$  的 1.3 次方及铁心重量成正比。

## 1.4 电力电子技术的定义

电力电子技术又称电力电子学, 1974 年, 美国的 W. Newell 教授首次提出了电力电子技术的定义并随后得到广泛认可, 电力电子技术是应用于电力领域的电子技术, 是电力学、电子学和控制理论 3 个学科交叉形成的, 图 1.12 所示为著名的描述电力电子技术的倒三角形。

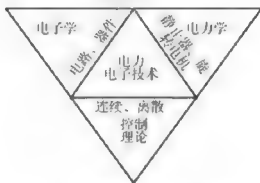


图 1.12 描述电力电子技术的倒三角形

电力电子技术主要包含以下的几个部分。

(1) 电力电子器件, 又叫电力电子开关管或功率管。它仅工作在开或关两种状态下。包括电力二极管、晶闸管 (SCR)、可关断晶闸管 (GTO)、绝缘栅双极晶体管 (IGBT)、电力场效应晶体管 (电力 MOSFET) 等, 分为不可控、半控、全控型三大类。

(2) 电力电子变换电路。它实现对电能的变换, 包括整流电路 (交流变换为直流)、逆变电路 (直流变换为交流)、斩波电路 (一种直流变换为另一种直流)、交交变换电路



(一种交流变换为另一种交流)四大类基本变换电路。电力电子器件作为电力电子变换电路中的开关。

(3) 电力电子变换电路的外围电路。它主要包括驱动电路(或触发电路)、保护电路,分别驱动电力电子器件、保护电力电子器件和电力电子变换电路。

(4) 电力电子器件的直接控制技术。它主要包括常用的 PWM 控制技术、软开关技术,并不包括相应的控制方法以及实现控制方法的信息电子电路部分,也不包括电能变换的对象,如电机、电力静止器等装置。

也可以进一步把电力电子技术简要地概括为:在电子学中电子器件的基础上发展出电力电子器件,这些器件结合电子学中电路基础知识构成电力电子电路,再利用控制理论方法,如连续或离散的控制方法,通过电力电子电路实现对电机或其他电力装置的电能变换。可见,电力电子器件在电力电子技术中处于基础地位,也可以说,电力电子技术就是电力电子器件的应用技术。

## 1.5 电力电子技术的发展历史

如前所述,电力电子技术就是电力电子器件的应用技术,所以,电力电子技术的发展就是伴随着电力电子器件的发展而发展的。

1957 年,世界上第一支商业化的晶闸管在美国通用电气(GE)公司诞生,标志着真正意义上的电力电子技术发展的开端。晶闸管应用到当时已发展起来的整流电路、逆变电路、周波变流电路中。此后的相当长时间内,晶闸管及其组成的电能变换电路就是电力电子技术。

鉴于晶闸管的半控型特点带有很大局限性,即只能控制其开通,不能靠门极控制端控制其关断。在 20 世纪 70 年代,陆续出现了门极可关断晶闸管、电力双极型晶体管和电力 MOSFET 为代表的全控型器件。这些器件可通过其门极(或基极、栅极)控制器件的开通和关断。另外,这些器件多数的开关速度高于晶闸管,这样就可以适应某些要求开关频率较高的电路,从而带动电力电子技术的快速发展。尤其是自 20 世纪 80 年代以来,电力电子技术方向之所以被誉为电气工程领域最活跃的研究方向,根本原因在于电力电子器件的发展带动了电力电子技术的发展和大规模应用扩展。

20 世纪 80 年代后期产生的 IGBT,以及由此扩展开的各种复合器件,把电力电子技术带入了新的高度。

进入 21 世纪以来,电力电子器件不断向高频化、小型化、模块化、集成化发展。电力电子器件就像电子学电子器件的发展轨迹一样,从单体器件向集成化器件→集成化电力电子电路→智能化电力电子电路的方向发展。

## 1.6 电机与电力技术的关系

谈到电机与电力技术的关系,就不得不提到电机的控制及电力电子技术的应用。



在某些场合,电机需要一直稳定的恒速度和恒输出功率或转矩运行,但在多数场合中,电机往往需要靠一定的控制装置对其进行如速度控制、转矩控制、电流控制等,以满足用户的需求或适应负载的变化。而电机的控制,正是需要求助于电力电子技术的应用,比如直流电机的调压调速,因为电网是交流电,所以需要整流电路,并且可以调节输出直流电压大小;比如交流电机,通过改变交流频率调速也好,还是调压调速、串级调速等,都离不开电力电子技术;还比如工业控制、国防军工、机器人等各类自动化设备所需电机伺服控制等。

全世界3/4的电能被电动机消耗,全世界95%以上的电能通过发电机发出,这当中绝大部分电机都需要电力电子技术进行控制,所以在20世纪90年代,我国的专业目录中涉及电力电子的专业定名为“电力电子与电力传动”,就是因为电力电子技术在电机传动控制中的主导应用地位。

刚才谈到电力电子技术控制电机的应用地位,当然电力电子技术也不仅仅限于此,除此之外,电力电子技术的应用方向还包括特种电源和电力系统两大应用功能领域。特种电源,譬如电解、电镀、电焊用低压大电流电源,以及通信电源、不间断电源、DC/DC模块电源等等;电力系统中的无功补偿、谐波治理、高压直流输电、柔性交流输电、电子镇流器照明等。但是,这些对电力电子技术的应用,与用于电机控制中的电力电子技术总体区别不大,甚至有的电力电子电路和控制方法都可以通用。因此,现代电机的应用离不开控制技术,等同于离不开电力电子技术,电力电子技术的应用同样离不开电机控制这个领域。

## 阅读材料:

### 特斯拉——伟大的发明家和科学家

1856年,特斯拉出生于奥地利卡省(现为克罗地亚)斯米湾的一个塞尔维亚族神职人员家庭。1883年,在斯特拉斯堡,特斯拉受雇于爱迪生大陆公司,制造了第一台异步电机模型;1884年,特斯拉前往美国开始在爱迪生实验室工作;1885年,特斯拉离开爱迪生成立自己的公司并开始生产多相交流电机和发电机;1888年,特斯拉设计制造出了真正意义上的三相交流异步电动机。

1912年,由于特斯拉和爱迪生在电力方面的贡献,两人被同时授予诺贝尔物理学奖。

此外,特斯拉一生致力于研究非线性(即输入和输出不成正比)问题,曾经说过他可以将地球一分为二。1912年,特斯拉提出:“若把物体的振动和地球的谐振频率正确地结合起来,在几个星期内,就可以造成地动山摇、地面升降。”1935年,特斯拉在其实验室打了一口深井,并在井内下了钢管,然后,他将井口堵塞好,并向井内输入不同频率的振动。奇妙的是,在特定的频率时,地面就会突然发生强烈的振动,并造成了周围房屋的倒塌。当时的一些杂志评论说:“特斯拉利用一次人工诱发的地震,几乎将纽约夷为了平地。”这就是著名的特斯拉实验。这种小输入强输出的超级传输效应称为特斯拉效应,是地球物理武器的关键。所以特斯拉也是超距武器的奠基人。

不仅如此,特斯拉还发明了特斯拉变压器、现代电脑雏形、无线通信技术、太阳能发电系统、雷达装置、机器人、死光、测谎仪,并且提出电磁射频武器概念……这些发明和

发现超越了当时的科学技术几个时代。有的理论就连现今最先进的科学技术也无法完美解答。特斯拉死后，美国 FBI 将他的所有设计图纸与实验作品全部没收，美国军方对他的论文研究至今也没有停止。这也更为特斯拉造就了一份神秘色彩。

虽然特斯拉天生奇才，但是命运弄人，特斯拉的际遇比较坎坷，而且他的性格比较怪僻，所以，后人对他的评价明显低于他的历史成就。特斯拉和爱迪生是同时代人，和爱迪生一样是一位多产的大发明家和科学家。谁人不知爱迪生，却很少有人知道特斯拉，他是一位被遗忘的超级天才！

当下，全球最著名的纯电动汽车制造商就以特斯拉命名，是否意味着“特斯拉时代”的重新开启呢？

## 小结

历史是一面镜子，照照过去，有益于现在和未来，本章简要回顾了电机与电力电子技术的发展历史。

对常规电机进行了分类，所列的电机种类将在本书中陆续介绍；通过介绍电力电子技术的定义，也给出了电力电子技术要介绍的主要内容。

为了易于本书电机内容的学习，本章介绍了与电机有关的电磁物理基础知识，包括磁场的概念、基本电磁定律及电机中要用到的铁磁材料的特性。这部分基础知识将贯穿整个电机学的学习中，是理解各类电机原理的物理基础。

电力电子技术与电机密不可分的关系也得到了体现，这也是为何将电机与电力电子技术这两门技术合起来的原因；不过，限于篇幅，详细的电机的电力电子控制系统知识在本书并未得到详细介绍，究其原因，作者结合国内高校的教学特点，定位本书为电机与电力电子技术基础方向。

## 习题

1. 电机中涉及哪些基本电磁定律？试说明它们在电机中的主要作用。
2. 简述铁磁材料磁化特性原理。
3. 铁耗是如何形成的？电机常采用哪些方式降低铁耗？
4. 简要概括电力电子技术的定义及其组成。

## 第2章

# 直流电机

**关键词语：**直流电动机，直流发电机，直流电机额定值，励磁方式，电枢绕组，电机磁场，电枢电动势，电磁转矩，电磁功率，平衡方程。

**学过本章后，读者将能够：**

掌握直流电机的工作原理及其结构，理解直流电机各额定值和励磁方式；

自信地使用一些专业术语描述直流电机；

掌握电枢绕组的基本概念和单叠绕组的绕制方法；

描述直流电机内的磁场产生及分布；

掌握电枢电动势、电磁转矩和电磁功率三大定义；

掌握直流电机的电动势平衡方程、转矩平衡方程、功率平衡方程三大平衡方程；

理解直流电机工作特性，可结合有关图描述出直流电机的可逆原理；

了解直流发电机的平衡方程和工作特性。

**引例：**

图 2.1 所示是我国自行设计制造的内燃电传动机车 DF4D 型，广泛应用于我国普通铁路线的客货运输中，它的 6 对车轮中间各自安装有 6 台额定功率为 530kW 的直流电动机，靠这些直流电动机的旋转拖动车轮旋转，从而牵引该机车以及机车后部挂载的车厢沿轨道运行。它的额定速度可达 160km/h，是我国内燃电传动机车中保有量最大的。



图 2.1 直流电动机牵引的 DF4D 型铁路机车

直流电机是电机历史上最先出现的电机种类，曾经作为最主要的电机，在国民经济各个领域发挥了重要作用。由于其良好的启动和调速性能、控制简单，至今依然在一些领域获得应用。

从能量转换角度来说，直流电机包括直流发电机和直流电动机，两者之间具有可逆性。

## 2.1 直流电机的工作原理与结构

### 2.1.1 直流电机工作原理

#### 1. 直流发电机工作原理

图 2.2 所示为直流发电机的工作原理示意图。图中的一对磁极，即 N 和 S 极，用以产生磁场，实际中也可以是两对极或多对极。除容量很小的直流电机是用永磁磁铁做成磁极外，容量较大一些的电动机，其磁场都由绕在磁极铁心上的励磁绕组中通以励磁电流后产生。为了清晰起见，图 2.2 中只画出了磁极的铁心，没有画出励磁绕组。在 N 极和 S 极之间有一个可以绕轴旋转的绕组，直流电机的这一部分称为电枢。实际电机中的电枢绕组嵌放在铁心槽内，电枢绕组中的电流称为电枢电流，图 2.2 中只画出了代表电枢绕组的一个线圈，没有画出电枢铁心。线圈两端分别与两个彼此绝缘而且与线圈同轴旋转的铜片连接，铜片上又各压着一个固定不动的电刷，实际中有多少个磁极就有多少个铜片和电刷，它们都一一对应。实际电机中各铜片及其绝缘材料固定在一起成为一个圆柱体，这个圆柱体称为换向器。铜片称为换向片。

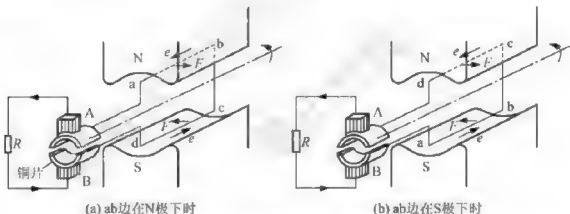


图 2.2 直流发电机工作原理示意图

在图 2.2 中，电刷接到电气负载  $R$  上，假设电枢在原动机的拖动下以恒定的转速沿逆时针方向旋转，根据电磁感应定律，则线圈  $ab$  边和  $cd$  边切割磁力线产生的感应电动势  $e$ ，便会在线圈与负载所构成的闭合电路中产生感应电流，其方向与感应电动势的方向相同。当电枢绕组在图 2.2 (a) 所示位置时，在直流发电机内部，电流沿着  $d-c-b-a$  的方向流动；在电机外部（电刷及其连接的负载  $R$  回路），电流沿着电刷 A-负载  $R$ -电刷 B 的方向流动。当电枢绕组转到图 2.2 (b) 所示位置时， $ab$  边转到了 S 极下， $cd$  边转到了 N 极下，线圈中感应电动势的方向发生了变化，使得直流发电机内部电流的方向变成了沿  $a-b-c-d$  方向流动，但由于换向器的作用，电机外部的电流方向并未改变，仍然沿着电刷 A-负载  $R$ -电刷 B 的方向。由此可见，直流电机就像一个直流电源，电刷 A 为电源的正极，电刷 B 为电源的负极。电机向负载  $R$  提供电能。同时，根据电磁力定律，电枢电流与

磁场相互作用产生的电磁力  $F$  形成了与电枢旋转方向相反的电磁转矩，原动机只有克服这一电磁转矩才能带动电枢旋转。因此，电机在向负载输出电功率的同时，原动机却向直流电机输出机械功率。可见，电机起着将机械能转换成电能的作用，也就是说电机作为发电机运行。

## 2. 直流电动机工作原理

直流电动机工作原理示意图如图 2.3 所示，与图 2.2 类似，结构上只是电刷外部所连接的是直流电源  $E$  而不是负载，另外该电机电枢绕组转轴应连接外部机械负载。

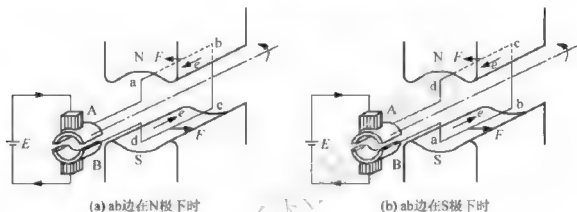


图 2.3 直流电动机工作原理示意图

当如图 2.3 所示开始工作时，电源  $E$  的正极流出电流，经电刷  $A$  流入电枢绕组，然后经电刷  $B$  流回电源  $E$  的负极。在图 2.3 (a) 所示位置时，线圈的  $ab$  边在  $N$  极下， $cd$  边在  $S$  极下，电枢绕组中的电流沿着  $a-b-c-d$  的方向流动。根据电磁力定律，电枢电流与磁场相互作用产生电磁力  $F$ ，其方向可用左手定则来判断。这一对电磁力形成的电磁转矩使电机沿逆时针方向旋转。当电枢绕组的  $ab$  边转到了  $S$  极下， $cd$  边转到了  $N$  极下时，如果线圈中电流的方向仍然不变，那么作用在这两个线圈边上的电磁力和电磁转矩到新的磁极下后就会产生与原来的旋转方向相反的力和转矩，电机无法旋转。为此，必须改变电枢绕组中电流的方向。这一任务由连接在线圈两端的铜片和电刷来完成。从图 2.3 (b) 中可以看到，由于原来与电刷  $A$  接触的线圈  $a$  端的铜片现在已改成与电刷  $B$  接触，而原来与电刷  $B$  接触的线圈  $d$  端的铜片现在已改成与电刷  $A$  接触，因而电枢绕组中的电流变成沿  $d-c-b-a$  的方向流动。利用左手定则可以判断出，电磁力及电磁转矩的方向仍然使电动机逆时针旋转。

由此可见，在直流电动机中，为了产生方向始终如一的电磁转矩，外部电路中的直流电流必须改变为电机内部的交流电流，这一过程称为电流的换向。而从直流发电机工作原理也可以看出，内部产生的交变的电流，经过铜片（换向片）和电刷之后产生直流电，也进行了反向的电流换向。

直流电动机在电磁转矩的作用下，拖动生产机械沿着与电磁转矩相同的方向旋转时，电机向负载输出机械功率。与此同时，由于电枢绕组旋转，线圈  $ab$  边和  $cd$  边切割磁力线产生了感应电动势  $e$ ，根据电磁感应定律的右手定则判定其方向与电枢电流的方向相反，

故称反电动势。电源只有克服这一反电动势才能向电机输出电流。因此,电机在向机械负载输出机械功率的同时,电源却向电机输出电功率。可见,在这种情况下,电机起着将电能转换成机械能的作用,也就是说电机作为电动机运行。

从以上对直流发电机、直流电动机工作原理的介绍中,可以得出如下的结论:①当电刷与位于几何中心线处的导体相接触时,产生的电动势最大、导体的切向受力最大;②无论直流发电机还是电动机,在电机运行时,电机(电刷)之外的是直流电,但电机内部电枢绕组中是交变的电流,是交流电。

### 2.1.2 直流电机基本结构

直流电机由定子和转子两大部分组成。定子就是静止的部分,定子的首要作用是产生磁场,包括主磁极、机座、电刷装置、端盖、轴承及可能的换向磁极(或换向极)等部分;转子就是运动的部分,也称为电枢,其作用是产生电磁转矩和感应电动势,包括电枢铁心、电枢绕组、换向器、转轴及可能的散热风扇等部分。

#### 1. 定子

图 2.4 所示为直流电机定子主要结构。

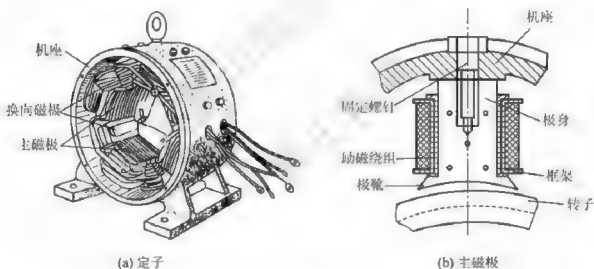


图 2.4 直流电机定子

主磁极用来产生主磁场,图 2.2 和图 2.3 示意图中的 N 极和 S 极即为主磁极。主磁极一般由励磁绕组和主磁极铁心两部分组成。主磁极铁心一般用 1~1.5mm 厚的钢板冲片叠压紧固而成,绕制好的励磁绕组套在主磁极铁心外边,整个磁极用螺钉固定在机座上。各主磁极上的励磁绕组的相互连接必须能使其通过励磁电流时,相邻磁极的极性相反,交替排列。主磁极为极靴和极身,极靴与转子表面间存在空气隙,不能有接触。为了使主磁通在气隙中分布得更合理一些,极靴部分要比套绕组的极身部分宽,这样可使励磁绕组牢固地套在主磁极铁心上。对于永磁直流电机,主磁极是由永磁材料制成主磁极铁心似的形状,无需励磁绕组。

机座通常由铸钢或厚钢板焊成。它有两个作用:一是用来固定主磁极、换向极、端

盖；另一作用是作为磁路的一部分。机座中有磁通过的部分称为磁轭。

换向磁极简称换向极，结构上与主磁极类似，不过换向极铁心一般采用整块铸铁制成。换向极装在相邻 N、S 极主磁极之间，用于改善换向性能，一般体积上要比主磁极小。后续会介绍到它的具体作用。

电刷装置起到换向器与外部电路的连接作用，它把电枢绕组中的交流电流变成外电路的直流电流，或把外电路的直流电流变换为电枢绕组中的交流电流。电刷一般采用接触电阻较高的碳刷或石墨刷，安装在电刷架上，刷架上有弹簧把电刷压紧在换向器上，电刷架固定到端盖上。刷架的数量与定子主磁极数相等，并均布。

电机端盖位于机座两端各一，端盖的中心处装有轴承，用来支撑转子的转轴。

## 2. 转子

图 2.5 所示为直流电机转子结构。

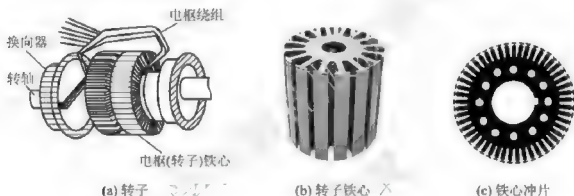


图 2.5 直流电机转子

电枢铁心主要由硅钢片叠成，其表面有许多均匀分布的槽。电枢铁心主要有两个作用：一是作为主磁路的主要部分；二是嵌放电枢绕组之用。由于电枢铁心和主磁场之间的相对运动将导致铁耗，为了减小铁耗，电枢铁心通常用 0.5mm 厚的硅钢片的冲片叠压而成圆柱形固定在转轴上。

电枢绕组一般采用绝缘铜导线，这些导线组成线圈。电枢绕组就由许多按一定规律连接的线圈组成，嵌放在电枢铁心槽内，线圈的端部都接到换向器的换向片上。具体电枢绕组的接法、结构及组成的电路特点等将在后续详细介绍。

换向器由换向片及片间绝缘材料组成，它们围成圆形后使用套筒、钢环、压圈等固定，其典型结构如图 2.6 所示。换向器的绝缘材料常采用云母，做成与换向片类似的结构，穿插放入各换向片之间。

电枢铁心、换向器都要穿入转轴并与之紧密固定，有的直流电机在转轴的一侧还穿入风扇，在电

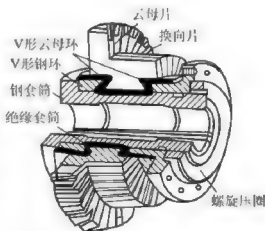


图 2.6 换向器结构

机运行时用于内部的散热, 转轴的两侧装入定子端盖中间的轴承中, 为了方便与机械装置连接, 转轴一般至少有一侧伸出电机之外。

### 2.1.3 直流电机额定值

#### 1. 额定电压 $U_N$

对于直流发电机, 额定电压  $U_N$  指在额定电流下输出额定功率时的输出端电压; 对于直流电动机, 额定电压  $U_N$  是指输入的直流电源电压额定值。额定电压  $U_N$  的单位一般用 V (伏) 表示。

#### 2. 额定电流 $I_N$

对于直流发电机, 额定电流  $I_N$  指带额定负载时的输出电流; 对于直流电动机, 额定电流  $I_N$  是指带额定机械负载时的输入电流。额定电流  $I_N$  的单位一般用 A (安) 表示。

#### 3. 额定功率 $P_N$

对于直流发电机, 额定功率  $P_N$  是指额定状态时输出的电功率, 即

$$P_N = U_N I_N \quad (2-1)$$

对于直流电动机, 额定功率  $P_N$  是指额定状态时从转子转轴上输出的机械功率, 它的公式可写为

$$P_N = T_N \Omega_N \quad (2-2)$$

式中,  $T_N$  为额定输出转矩 (N·m);  $\Omega_N$  为额定旋转角速度 (rad/s)。

可见, 不管是直流发电机还是直流电动机, 额定功率均指的是额定状态下的输出功率, 这是它们的共同点。 $P_N$  的单位一般用 W (瓦) 或 kW (千瓦) 表示。

#### 4. 额定转速 $n_N$

额定转速  $n_N$  是指直流电机在额定状态下运行时的转子转速, 单位一般用 r/min (转/分钟) 表示。它与式 (2-2) 中的  $\Omega_N$  之间的关系为

$$\Omega_N = \frac{2\pi n_N}{60} \quad (2-3)$$

#### 5. 额定效率 $\eta_N$

额定效率  $\eta_N$  是指直流电机在额定状态下的输出功率与输入功率之比, 鉴于以上额定功率的定义, 也可以说,  $\eta_N$  指额定功率与输入功率之比。它是一个大于 0 小于 1 的值, 因为输入功率需要克服电机各类损耗功率后剩余的才输出。

额定状态下的输入功率, 对于直流发电机来说, 为额定状态下的输入机械功率; 对于直流电动机来说, 则是  $U_N I_N$ 。因此, 直流电动机的额定功率  $P_N$  也可以写为

$$P_N = U_N I_N \eta_N \quad (2-4)$$

#### 6. 电机额定值与铭牌、型号

以上直流电机的主要额定参数值, 另外还有额定转矩  $T_N$ 、额定温升等, 对于一台已经制造完成的直流电机, 这些额定参数值, 以及电机的励磁方式、工作方式等简要说明

文字,均需要刻写在一块铭牌上,并贴于电机机座外表面,以方便用户使用。

另外,铭牌上还要标示该电机的型号。根据我国的相关国家标准,对于电机型号有严格的规定,可查阅相关的电机或电气手册。即使有些特殊种类的直流电机没有官方标准规定,制造企业也会进行型号编号并标示在铭牌上。

### 2.1.4 直流电机励磁方式

直流电机主磁极负责建立电机的主磁场,如果不是永磁磁极,主磁极中就需要用励磁绕组通以电流建立主磁场。励磁方式就是指如何对励磁绕组供电的问题。根据与电枢绕组的连接关系,励磁方式分为他励、并励、串励和复励4种。

他励直流电机的励磁绕组与电枢绕组无连接关系;并励直流电机的励磁绕组与电枢绕组并联;串励直流电机的励磁绕组与电枢绕组串联;复励直流电机略复杂,励磁绕组被分为两部分,一部分与电枢绕组串联,另一部分与电枢绕组并联。

图2.7和图2.8分别给出了直流发电机与直流电动机各励磁方式的等效电路图。图中G为发电机电枢绕组,M为电动机电枢绕组, $f$ 为励磁绕组,还有相应的电枢电流 $I_a$ 、励磁电流 $I_f$ 、电枢电压 $U_a$ 、励磁电压 $U_f$ 等。

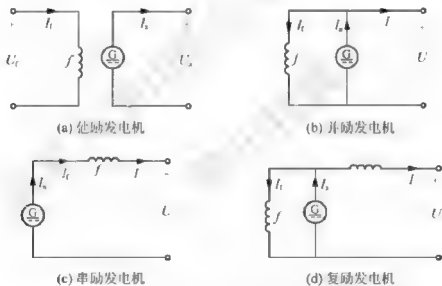


图 2.7 直流发电机各励磁方式等效电路

除他励直流发电机励磁绕组需外部电源供电之外,其余直流发电机所需励磁电流均由其本身提供;他励直流电动机的电枢绕组和励磁绕组则分别由外部不同电源供电,其余励磁方式下直流电动机则采用同一外部电源。

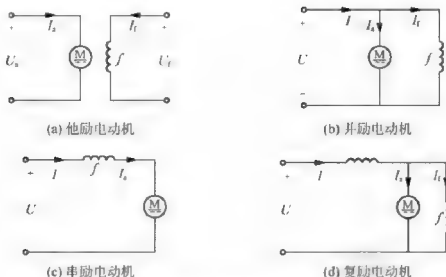


图 2.8 直流电动机各励磁方式等效电路

## 2.2 直流机电枢绕组与磁场

### 2.2.1 电枢绕组

#### 1. 基本概念

(1) 元件。构成绕组的线圈叫绕组元件，元件是组成电枢绕组的基本单元。每个元件或是单匝或是多匝，两端分别与两个不同的换向片相连接，如图 2.9 所示。

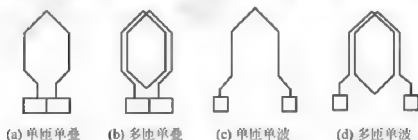


图 2.9 电枢绕组元件

(2) 极距。一个主磁极在电枢圆周上所跨的距离，称为极距，用  $\tau$  表示，极距的表达式为

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad (2-5)$$

式中， $D$  为电枢外径； $p$  为极对数 ( $2p$  为极数)。

从式 (2-5) 可见，极距等于电枢圆周长除以极数。

(3) 叠绕组。叠绕组是指串联的两元件总是后一个元件端部紧叠在前一个元件的端部，整个绕组呈折叠式前进，如图 2.10 (a) 所示。

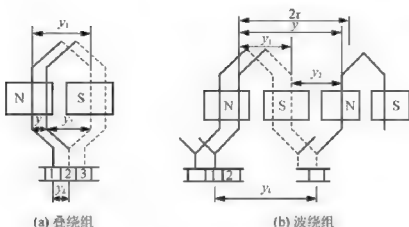


图 2.10 绕组节距示意图

图 2.10 仅画出了展开图的一部分。图中虚线所示的元件导体部分，意思是元件导体边在转子电枢槽中嵌放下部，相应的实线表示元件另一侧导体边嵌放于槽上部，一般元件嵌放在槽中时，它的两个边分别处于不同槽中的上下两层。

(4) 波绕组。波绕组是指把相隔约一对极距的同极性磁场下的相应元件串联起来，像波浪式前进，如图 2.10 (b) 所示。波绕组与叠绕组属于两种不同的绕组形式，实际中直流电机应用叠绕组形式组成电枢绕组较多见。

(5) 第一节距  $y_1$ 。同一元件的两个有效边（处于磁场中的部分，区别于端接部分）在电枢表面所跨的距离称为第一节距  $y_1$ ，如图 2.10 所示。 $y_1 = \tau$  的线圈称为整距线圈， $y_1 < \tau$  的线圈称为短距线圈， $y_1 > \tau$  的线圈称为长距线圈。显然，在端接部分，长距线圈比短距线圈多消耗铜线，所以一般不采用长距线圈。 $y_1$  的一般表示式为

$$y_1 = \frac{Z}{2p} \pm \epsilon = \text{整数} \quad (2-6)$$

式中， $Z$  为电枢的槽数； $\epsilon$  为小于 1 的分数，用来把  $y_1$  凑整，显然，取负号时为短距线圈，取正号时为长距线圈。

理论上说，当  $y_1 = \tau$  时，当元件的一个有效边处于某磁极中心线处时，这个元件的另一个有效边必然处于相邻磁极的中心线处，整距线圈效率最高。

(6) 合成节距  $y$ 。相串联的两个元件的对应边所跨过的电枢槽数，称为合成节距  $y$ ，图 2.10 (a) 中  $y = 1$ 。

(7) 换向节距  $y_k$ 。每一个元件首、末端所连的两换向片之间在换向器表面所跨的距离称为换向器节距  $y_k$ 。通常用换向片数日表示换向器节距，图 2.10 (a) 中  $y_k = 1$ 。

单叠绕组的合成节距和换向器节距相同，并且  $y = y_k = 1$ 。

(8) 第二节距  $y_2$ 。第一个元件的下层边到与它相串联的第二个元件的上层边所跨的槽数称为第二节距  $y_2$ ，如图 2.10 所示。对于单叠绕组， $y = y_1 = y_2$ ；对单波绕组， $y = y_1 + y_2$ 。

## 2. 单叠绕组

如前所述，单叠绕组的特点是  $y = y_k = 1$ 。

下面利用电枢绕组的展开图, 详细说明单叠绕组的连接方法和特点。

【例 2-1】 已知一直流电机的极数  $2p=4$ , 槽数  $Z$ 、元件数  $S$  及换向片数  $k$  之间满足  $Z=S=k=16$ , 画出单叠绕组的展开图。

解: (1) 计算。

$$y = y_k = 1$$

$$y_1 = \frac{Z}{2p} \pm \varepsilon = \frac{16}{4} = 4$$

$$y_2 = y_1 - y = 4 - 1 = 3$$

(2) 根据以上数据, 画出绕组的展开图。将放在电枢铁心槽里的电枢绕组单独取出来画在一平面图上, 用来表示槽内各线导体在电路上的连接情况, 如图 2.11 所示。

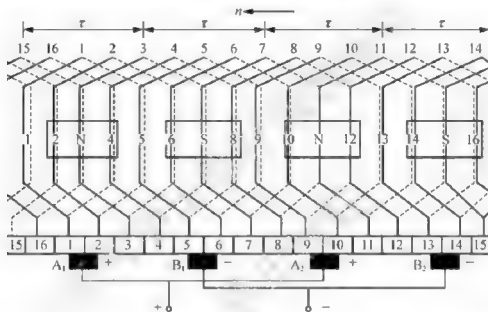


图 2.11 单叠绕组展开图

在图 2.11 中, 中间的 1~16 标号表示电枢铁心槽号, 每个槽内放置两个不同元件的两个边, 一上一下, 分别用实线和虚线表示。下面的 1~16 标号表示 16 个换向片。根据直流电机原理, 电刷与主磁极一一对应, 与换向片接触。

(3) 单叠绕组并联支路数。根据图 2.11 所示的展开图, 可以画出其等效电路图如图 2.12 所示。其并联支路数与主磁极数相等, 或者说, 其并联支路对数等于主磁极对数, 设  $a$  为并联支路对数, 则  $2a = 2p$ 。

当电枢旋转时, 电刷位置不动, 整个电枢绕组在移动, 每个线圈不断顺次地移动到它前面一个线圈的位置上, 但总的支路情况不变。

以上即为直流电机常见单叠绕组的情况, 直流电机也有采用诸如单波绕组、多叠绕组、多波绕组的情况, 篇幅所限, 在此不再论述。

## 2.2.2 直流电机内的磁场

电机内的磁场由电流建立。如果不是永磁直流电机, 直流电机内有电枢绕组和励磁绕



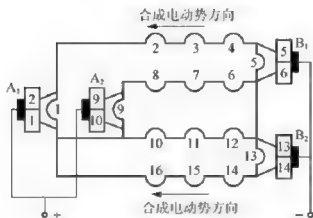


图 2.12 单叠绕组并联支路图

组，对它们通以电流后均会产生磁场。

#### 1. 空载磁场（励磁绕组建立的磁场）

励磁绕组中通以励磁电流后产生的磁场是进行电机机电能量转换的关键中间环节，若电机空载，在理想情况下，电机运行时电枢绕组无电流，即电机内仅有励磁绕组建立的磁场，这时这个磁场就叫空载磁场。

图 2.13 所示为一台四极直流电机空载磁场的示意图。磁通大部分从 N 极出发，经气隙进入电枢铁心，又通过气隙进入 S 极，再经定子铁轭回到原来的 N 极，这一部分磁通称为主磁通，其余的磁通称为漏磁通。在直流电机中，主磁通是主要的，它能在电枢绕组中感应电动势或产生电磁转矩，而漏磁通没有这个作用，对电机的运行没有任何帮助。

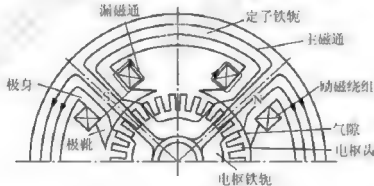


图 2.13 直流电机空载磁场示意图

由于铁心的磁阻很小，所以空载时主磁极的励磁磁动势主要消耗在气隙上，当忽略铁心材料的磁阻时，主磁极下的气隙磁通密度的分布取决于气隙的大小和形状。一般情况下，磁极中心及附近的气隙较小且均匀不变，磁通密度较大且为常数，靠近两边极尖处，气隙逐渐增大，磁通密度减小，极尖以外，气隙明显增大，磁通密度显著减小，在磁极之间的几何中性线处，气隙磁通密度为零。因此空载时的气隙磁通密度分布为一平顶波，如图 2.14 (b) 所示。图 2.14 (c) 所示为空载时磁通分布。

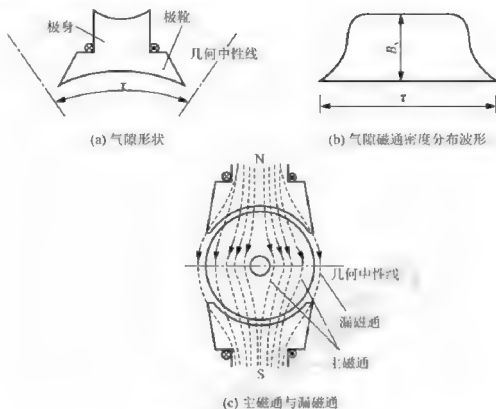


图 2.14 空载时磁通密度分布

## 2. 电枢建立的磁场及电枢反应现象

电机带上负载后，电枢绕组中流过的电枢电流  $I_a$  产生电枢磁场。

图 2.15 所示是一台二极直流电机，其电刷放置在几何中性线处。假设励磁绕组中无励磁电流，只有电枢绕组中有电枢电流，则电刷轴线两侧电枢绕组中的电流方向相反，无论电机旋转还是静止，电枢导体中电流方向的分界线总是电刷轴线，电枢磁动势在空间也是静止的。

由于电枢磁场的出现，电机实际上的磁场由励磁磁动势和电枢磁动势共同合成建立。由于电枢磁动势影响的结果，电机中的气隙磁场与空载时不同，这一现象就叫电枢反应现象。

合成后的磁场分布情况如图 2.16 所示。

从图 2.16 可见，磁场发生了畸变。本来在空载时，几何上的中性线，与物理中性线（磁场为零）是重合的，此处磁场为零。负载之后，由于电枢反应的影响，主磁极一半极面下磁场被增强，一半极面下磁场被削弱，磁场为零处的物理中性线偏离几何中性线。电枢电流越大，电枢磁场越强，气隙合成磁场畸变越严重，物理中性线偏离角度越大。此时，如果电刷依然放置在几何中性线处，则因为电刷与换向片接触处的磁场不为零，感应电动势存在，实际中就可能会在电机运行时在电刷与换向片接触处闪出火花，造成直流电机的换向困难。为了克服磁场畸变引发的换向困难，实际中常采用两种方法：一是在定子各主磁极之间装设换向磁极，如图 2.1 所示，使得换向磁极产生的磁场尽量抵消电枢磁场的影响；二是实际中电刷的位置需设置为一定范围内可调，以适应物理中性线的变化，尽量减轻电枢反应造成的不良影响。



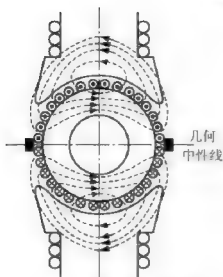


图 2.15 直流电机电枢磁场

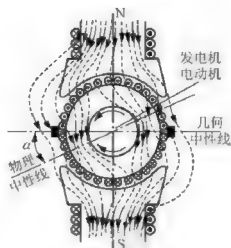


图 2.16 电枢反应现象磁场分布

另外,电枢反应还会造成总的气隙磁场的被削弱。在铁心磁路不饱和时,在每一个主磁极下,电枢磁场对主磁极磁场的去磁作用和增磁作用是相同的,所以每极磁通量与空载时相同,但实际中,由于电机一般工作于磁化曲线的膝点,电机磁路饱和,致使一半极面下所增加的磁通要比另一半极面下减少的磁通略少,这样每一个主磁极极面下的总磁通略有减少,所以称电枢反应为去磁电枢反应。

## 2.3 直流电机电枢电动势、电磁转矩及电磁功率

直流电机无论作为直流发电机还是直流电动机运行,电枢电动势、电磁转矩、电磁功率都是直流电机中非常重要的物理量,所以本章专门辟出一节介绍这几个物理量。

### 2.3.1 电枢电动势

直流电机的电枢电动势,又称为感应电动势。当电机旋转时,转子电枢绕组切割气隙磁场而产生感应电动势,电枢的感应电动势就是正负电刷之间的感应电动势,即每条支路中各串联导体感应电动势的总和。

根据电磁感应定律,单根导体的电动势为

$$e_{av} = B_{av}lv \quad (2-7)$$

式中, $B_{av}$ 为每极下平均磁密; $l$ 为导体在磁场中的有效长度; $v$ 为电枢切向线速度。

每极磁通量

$$\Phi = B_{av}\tau \quad \text{或} \quad B_{av} = \frac{\Phi}{\tau} \quad (2-8)$$

式中,极距 $\tau$ 与 $l$ 的乘积为每极下磁力线穿过的面积。

电枢线速度

$$v = 2\pi r \frac{n}{60} \quad (2-9)$$



所以, 电枢电动势为

$$E_a = e_{av} \frac{N}{2a} = B_{av} \tau v \frac{N}{2a} = \frac{\Phi}{\tau l} l 2 p r \frac{n}{60} \frac{N}{2a} = \frac{pN}{60a} \Phi n \quad (2-10)$$

式中,  $N$  为总导体数;  $N/2a$  为每条并联支路导体数。

$$\text{令 } C_e = \frac{pN}{60a}, \text{ 则}$$

$$E_a = C_e \Phi n \quad (2-11)$$

式中,  $C_e$  为直流电机的电动势常数。

式 (2-11) 在直流电机的分析中非常重要, 对于直流发电机, 向外输出电能, 电枢电动势与电枢电流方向相同, 电枢电动势称为电源电动势。对于直流电动机, 电枢电动势与电枢电流方向相反, 电枢电动势称为反电动势。它们的电动势公式相同, 均为式 (2-11)。

### 2.3.2 电磁转矩

无论是发电机还是电动机, 只要电枢绕组通过电流, 在磁场中, 线圈的有效导体部分都要受到磁场力的作用。每一根导体所受电磁力为

$$f_{av} = B_{av} i_a \quad B_{av} l \frac{I_a}{2a} \quad (2-12)$$

式中,  $i_a$  为电枢各支路中流过的电流;  $I_a$  为电枢总电流。

从而可得作用在电枢绕组上的总电磁力为

$$f = N f_{av} = N B_{av} i_a \quad (2-13)$$

电磁转矩为

$$T_{em} = f \frac{D}{2} = B_{av} l \frac{I_a}{2a} N \frac{D}{2} \quad (2-14)$$

根据式 (2-8) 得

$$T_{em} = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = C_T \Phi I_a \quad (2-15)$$

式中,  $C_T = \frac{pN}{2\pi a}$  为直流电机的转矩常数, 与  $C_e$  比较

$$C_T = 9.55 C_e$$

对于直流发电机, 电磁转矩的方向与电机转速方向相反, 属于制动性质; 对于直流电动机, 电磁转矩的方向与电机转速方向相同, 属于驱动性质。

### 2.3.3 电磁功率

电磁功率

$$P_{em} = T_{em} \Omega \quad (2-16)$$

根据机械角速度  $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ , 以及式 (2-15), 则对电磁功率又有

$$P_{em} = T_{em} \Omega = C_T \Phi I_a \frac{2\pi n}{60} = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a \frac{2\pi n}{60} = \frac{pN}{60a} \Phi n I_a = E_a I_a \quad (2-17)$$

式(2-17)说明,电磁功率既可以认为是机械功率,也可以认为是电功率。也就是说,电机作为机、电能量转换设备,电磁功率处于转换当中的中间连接环节。

## 2.4 直流电动机运行原理

### 2.4.1 直流电动机的平衡方程

直流电动机拖动一定的机械负载工作,将直流电能转换为机械能。当直流电动机处于稳定工作情况下时,其电压、功率和转矩分别遵循一定的平衡关系。

为了介绍各平衡关系,先规定直流电动机各物理量的参考正方向如图2.17所示。以他励直流电动机为例。

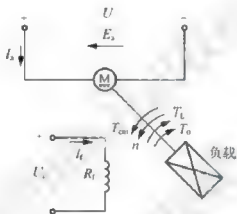


图 2.17 直流电动机物理量的正方向

图2.17中 $T_L$ 和 $T_0$ 分别为机械负载转矩和空载转矩。

#### 1. 电动势平衡方程

如图2.17所示,设直流电动机的电枢绕组电阻为 $R_a$ 。由基尔霍夫电压定律,可列出电枢回路电动势平衡方程式如下:

$$U = E_s + I_a R_a \quad (2-18)$$

可见,直流电动机的感应电动势 $E$ 与电枢电流 $I_a$ 方向相反,并且 $E < U$ 。

据图2.17,他励直流电动机的励磁绕组采用单独电源供电,励磁电流 $I_f = U_f / R_f$ 。

对于并励直流电动机,其励磁绕组和电枢绕组并联后,由共同的直流电源供电,如图2.8(b)所示。采用并励接法后,直流电动机的输入电流 $I$ 为电枢电流 $I_a$ 与励磁电流 $I_f$ 之和,即

$$I = I_a + I_f \quad (2-19)$$

而输入电压 $U$ 等于电枢电压 $U_a$ ,也等于励磁电压 $U_f$ ,即

$$U = U_a = U_f \quad (2-20)$$

对于串励直流电动机,其励磁绕组和电枢绕组串联后,由共同的直流电源供电,如图2.8(c)所示。串励直流电动机的输入电压、输入电流为

$$U = U_a + U_f \quad (2-21)$$

$$I = I_a = I_f \quad (2-22)$$

## 2. 功率平衡方程

现以并励直流电动机为例, 讨论直流电动机运行时能量转换的情况, 从而推导出功率平衡方程式。所得结论, 原则上也适用于其他直流电动机。

直流电动机从电源输入的电功率称为输入功率, 即

$$P_1 = UI \quad (2-23)$$

输入功率中的一小部分变成了铜损耗  $p_{Cu}$ , 余下的则由电功率转换成机械功率, 这余下的功率, 称为电磁功率  $P_{em}$  (详见 2.3.3 节), 本处其还等于

$$P_{em} = P_1 - p_{Cu} \quad (2-24)$$

直流电动机输入功率可以表示为

$$P_1 = p_{Cu} + P_{em} \quad (2-25)$$

铜损耗  $p_{Cu}$  包括电枢铜损耗 (包括电枢回路铜耗  $p_{Cu}$  和电刷接触损耗  $p_{Cub}$ ) 和励磁铜损耗两部分, 即

$$p_{Cu} = p_{Cua} + p_{Cub} + p_{Cuf} \approx R_a I_a^2 + R_f I_f^2 \quad (2-26)$$

电磁功率不能全部输出, 还需扣除空载损耗  $p_0$  (包括电枢铁心中的铁损耗  $p_{Fe}$ 、机械损耗  $p_{mec}$  和附加损耗  $p_{ad}$ ), 才是电动机输出的机械功率, 称为输出功率  $P_2$ , 即

$$P_{em} - p_0 = P_2 \quad (2-27)$$

式中,  $p_0 = p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad}$ 。

可见, 直流电动机的总损耗为

$$\sum p = p_{Cu} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \quad (2-28)$$

直流电动机功率传递的全过程, 可用图 2.18 所示的功率流向图表示。

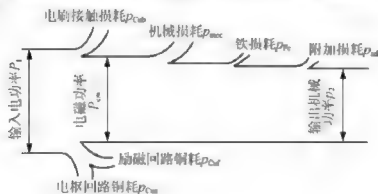


图 2.18 直流电动机的功率流向图

输出功率可写为

$$P_2 = P_1 - \sum p \quad (2-29)$$

直流电动机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% \quad (2-30)$$

## 3. 转矩平衡方程

在电动机中,电磁转矩为拖动性质。当电动机以恒定转速旋转,处于稳态运行状况时,电磁转矩与负载转矩及空载转矩相平衡。此时,直流电动机的转矩满足转矩平衡方程式:

$$T_{\text{em}} = T_2 + T_0 \quad (2-31)$$

式中,  $T_2$  为电机转轴上的输出转矩,等于机械负载转矩  $T_L$ ;  $T_0 = P_0/\Omega$ ;  $T_0$  是由铁心损耗、机械损耗和附加损耗引起的空载转矩,即

$$T_0 = p_0/\Omega = (p_{\text{Fe}} + p_{\text{mec}} + p_{\text{ad}})/\Omega$$

下面通过一个例题对以上各平衡关系进行应用计算。

**【例 2-2】** 一台他励直流电动机,额定功率  $P_N = 40\text{kW}$ , 额定电压  $U_N = 220\text{V}$ , 额定电流  $I_N = 210\text{A}$ , 电枢回路电阻  $R_a = 0.078\Omega$ , 额定转速  $n_N = 1000\text{r/min}$ 。试求在额定状态下: ①输入功率  $P_1$  和总损耗  $\sum p$ ; ②电枢铜耗  $p_{\text{Cus}}$ 、电磁功率  $P_{\text{em}}$ 、铁损耗与机械损耗之和  $p_{\text{Fe}} + p_{\text{mec}}$  (忽略  $p_{\text{ad}}$ ); ③额定电磁转矩  $T_{\text{em}}$ 、输出转矩  $T_2$  和空载转矩  $T_0$ 。

解: 输入功率

$$P_1 = U_N I_N = 220 \times 210 = 46.2(\text{kW})$$

总损耗

$$\sum p = P_1 - P_2 = 46.2 - 40 = 6.2(\text{kW})$$

电枢铜耗

$$p_{\text{Cus}} = I_a^2 R_a = 210^2 \times 0.078 = 3.44(\text{kW})$$

电磁功率

$$P_{\text{em}} = P_1 - p_{\text{Cus}} = 46.2 - 3.44 = 42.76(\text{kW})$$

铁耗和机械损耗

$$p_{\text{mec}} + p_{\text{Fe}} = P_{\text{em}} - P_N = 42.76 - 40 = 2.76(\text{kW})$$

电磁转矩

$$T_{\text{em}} = \frac{P_{\text{em}}}{\Omega} = 9.55 \times \frac{P_{\text{em}}}{n_N} = 9.55 \times \frac{42.76 \times 10^3}{1000} = 408(\text{N} \cdot \text{m})$$

输出转矩

$$T_2 = \frac{P_N}{\Omega_N} = 9.55 \times \frac{40 \times 10^3}{1000} = 382(\text{N} \cdot \text{m})$$

空载转矩

$$T_0 = T_{\text{em}} - T_2 = 408 - 382 = 26(\text{N} \cdot \text{m})$$

## 2.4.2 直流电动机的工作特性

直流电动机的工作特性就是指外加电压  $U = U_N$ , 电枢回路中无外加电阻, 励磁电流  $I_f = I_N$  (额定励磁电流) 时, 电动机的转速  $n$ 、电磁转矩  $T_{\text{em}}$  和效率  $\eta$  等与电枢电流  $I_a$  之间的关系, 即表示为  $n = f(I_a)$ 、 $T_{\text{em}} = f(I_a)$  和  $\eta = f(I_a)$  等。

不同励磁方式的直流电动机, 工作特性差别很大, 因此对他励 (或并励) 和串励电动机要分别进行讨论。

## 1. 他励(或并励)直流电动机的工作特性

(1) 转速特性  $n = f(I_a)$ 。

把  $E_a = C_e \Phi n$  代入电压平衡方程  $U = E_a + I_a R_a$ , 即得

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e \Phi} I_a \quad (2-32)$$

可见, 若不考虑电枢反应的去磁影响, 当  $I_a$  增加时, 转速  $n$  下降, 不过因为  $R_a$  较小, 电枢电阻压降  $I_a R_a$  一般只占额定电压  $U_N$  的很小比例, 因此转速下降得不多, 所以  $n = f(I_a)$  是一条略微向下倾斜的直线, 如图 2.19 中曲线 1 所示。

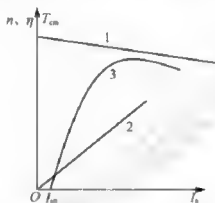


图 2.19 他励(并励)直流电动机工作特性

1—转速特性; 2—转矩特性; 3—效率特性

(2) 转矩特性  $T_m = f(I_a)$ 。

根据式(2-15)可见, 不考虑电枢反应去磁影响, 转矩特性是一条通过坐标原点的直线, 如图 2.19 曲线 2 所示; 如果考虑电枢反应去磁效应, 当  $I_a$  较大, 特性曲线将略微向下弯曲。

(3) 效率特性  $\eta = f(I_a)$ 。

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \left(1 - \frac{\sum P}{P_1}\right) \times 100\% = \left(1 - \frac{p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} + I_a^2 R_a}{U(I_a + I_f)}\right) \times 100\% \quad (2-33)$$

对于并励直流电动机, 实际中  $I_f \ll I_{aN}$ , 所以  $I_f$  可以忽略不计。

效率特性如图 2.19 曲线 3 所示, 当  $P_1 = 0$  时,  $\eta = 0$ ,  $T_m = T$ ,  $I_a = I_f$ , 电机从电源吸取的功率全部变成空载损耗, 维持电机空载运行。

## 2. 串励直流电动机的工作特性

串励直流电动机的主要特点是电枢电流与励磁电流相等, 如果电机的磁路没有饱和, 则励磁电流  $I_f$  与主磁通  $\Phi$  呈线性变化关系, 即

$$\Phi = k_f I_f = k_f I_a \quad (2-34)$$

式中,  $k_f$  为比例系数。

(1) 转速特性  $n = f(I_a)$ 。

将式 (2-34) 代入式 (2-32), 得到串励直流电动机的转速特性表达式为

$$n = \frac{U}{k_f C_e I_a} - \frac{R_a + R_f}{k_f C_e} \quad (2-35)$$

式中,  $R_f$  为励磁绕组电阻。

串励直流电动机转速特性如图 2.20 中曲线 1 所示。

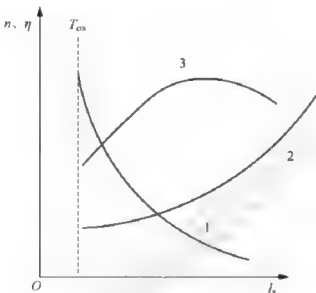


图 2.20 串励直流电动机工作特性

1—转速特性; 2—转矩特性; 3—效率特性

(2) 转矩特性  $T_{em} \approx f(I_a)$ 。

根据式 (2-34), 电磁转矩表达式可写为

$$T_{em} = C_T \Phi I_a = k_f C_T I_a^2 \quad (2-36)$$

串励直流电动机转矩特性如图 2.20 中曲线 2 所示。

(3) 效率特性  $\eta = f(I_a)$ 。

串励直流电动机的效率特性与他 (并) 励直流电动机完全相同, 如图 2.20 中曲线 3 所示。

从串励直流电动机的转速特性曲线可以看出, 当电枢电流  $I_a$  (或者说轴上负载转矩) 增大时, 转速  $n$  迅速下降, 而当  $I_a$  较小时, 由于  $(R_a + R_f)$  较小,  $n$  会迅速升高, 从理论上讲, 当  $I_a$  为零时,  $n$  为无穷大。为此, 串励直流电动机不允许在空载或轻载下运行。

不过, 从以上特性也可以看出, 串励直流电动机有一个可贵的特性, 就是它能在不太大的过电流下, 产生较大的过载转矩, 由式 (2-36) 可知, 若磁路不饱和, 转矩正比于电流的平方, 这一特性很适合于起动转矩大的场合, 如电力机车牵引、闸门拖动等。

### 2.4.3 直流电机的可逆原理

从原理上讲, 一台电机不论是直流电机还是交流电机, 都可以在一定的条件下作为电动机运行, 将电能转换为机械能; 而在另一特定的条件下, 又可作为发电机运行, 将机械能转换为电能。该原理称为电机的可逆性原理, 下面以并励直流电机为例来说明。



设有一台并励直流电机, 接在电压  $U$  为常数的直流电源上, 电机轴上施加一定的机械负载, 做电动机运行, 如图 2.21 (a) 所示。此时, 电枢导体的电动势方向如图所示 (图中只绘出两根导体作为代表)。

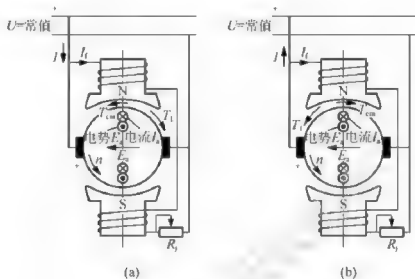


图 2.21 直流电机的可逆原理

当作电动机运行时, 电机的端电压  $U = E_a + I_a R_a$ , 电动势  $E_a < U$ , 电枢电流  $I_a$  与  $E_a$  反向, 如图 2.21 (a) 所示。电枢电流  $I_a$  与磁场相互作用, 产生驱动性质的电磁转矩  $T_{em}$ 。该驱动转矩克服机械负载的制动转矩  $T_L$  及空载制动转矩  $T_0$ , 使电机转子带动与之相连的机械负载一起旋转, 其转子旋转方向与  $T_{em}$  的方向一致。由于  $I_a$  与  $E_a$  反向, 则其乘积  $E_a I_a < 0$ , 这说明此时电机向电网输出的电功率。也就是说, 电机从直流电源吸收电功率, 并将它转变为转轴上的机械功率输出。

若撤去电机的机械负载, 电机的转速上升, 此时转速为电机的空载转速。在励磁电流不变时, 电枢电动势  $E_a$  必然增大。由于电源电压  $U$  为常数, 电枢电流  $I_a$  就随之减小, 但方向不变, 电机处于空载运行状态。此时, 如果在电机的转轴上接入一台原动机驱动此直流电机, 令其转速继续上升, 当其转速升高到某一转速时,  $E_a = U$ , 电机的电枢电流  $I_a$  为零, 随之电磁转矩  $T_{em} = 0$ 。此时, 原动机只克服电机空载转矩  $T_0$ , 没有能量转换。而后如果原动机带动电机的转速继续上升, 则  $E_a > U$ ,  $I_a$  反向, 即变为与  $E_a$  的方向相同, 如图 2.21 (b) 所示。此时, 其乘积  $E_a I_a > 0$ , 这便说明此时电机向直流电源输出正的电功率, 电枢绕组所获得的电磁功率由原动机的机械功率转换而来; 另一方面, 此时电枢电流  $I_a$  和磁场作用产生的电磁转矩  $T_{em}$  的方向, 与转子旋转方向相反, 起制动作用。因此, 原动机必须用足够大的机械转矩  $T_L$  来克服此电磁转矩  $T_{em}$  和空载转矩  $T_0$ , 才能向电机输入机械功率。此时, 该直流电机作发电运行, 将原动机提供的机械能转换为电能输出。

综上所述, 不论是作为电动机还是作为发电机运行, 在电机内部始终存在着电枢电动势  $E_a$  和电磁转矩  $T_{em}$  这两个对立统一的电磁量。对于直流电机来说, 可根据下列关系来判断电机的运行状态。

当  $E_a < U$ ,  $T_{em}$  与转速  $n$  同方向时为电动机运行状态;

当  $E_a > U$ ,  $T_{em}$  与转速  $n$  反方向时为发电机运行状态。

## 2.5 直流发电机运行原理

### 2.5.1 直流发电机的平衡方程

#### 1. 电动势平衡方程

根据图 2.21 (b) 所示, 可得电枢回路和励磁回路的平衡方程为

$$E_a = U_a + I_a R_a \quad (2-37)$$

$$U = U_f = I_f R_f \quad (2-38)$$

$$I_a = I_f + I \quad (2-39)$$

式中,  $R_f$  为励磁回路总电阻。

#### 2. 转矩平衡方程

发电机稳定运行时的转矩平衡方程为

$$T_1 = T_{em} + T_0 \quad (2-40)$$

#### 3. 功率平衡方程

从原动机输入的机械功率为

$$P_1 = T_1 \Omega = (T_{em} + T_0) \Omega = P_{em} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \quad (2-41)$$

电磁功率

$$P_{em} = T_{em} \Omega = E_a I_a = P_2 + p_{Cuf} + p_{Cus} \quad (2-42)$$

可见, 与直流电动机相同。

功率平衡方程为

$$P_1 = P_2 + p_{Cuf} + p_{Cus} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} = P_2 + \sum p \quad (2-43)$$

功率从输入到输出的流向如图 2.22 所示。

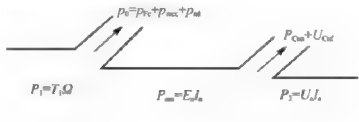


图 2.22 并励直流发电机的能流图

发电机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% \quad (2-44)$$

注意, 直流发电机的  $P_2$  和  $P_1$  虽然与直流电动机相同分别代表输出功率和输入功率, 但功率性质并不同, 对于发电机来说,  $P_1$  是机械功率性质,  $P_2$  是电功率性质。



## 2.5.2 直流发电机的工作特性

### 1. 空载特性

指发电机在  $n = n_N$ 、 $I_a = 0$  时, 其端电压  $U$  与励磁电流  $I_f$  的关系, 即  $U = f(I_f)$ 。

以他励直流发电机为例, 空载特性可由实验求得, 励磁绕组端加上励磁电压  $U_f$ , 调节励磁电流  $I_f$ , 使发电机空载电压  $U = (1.1 \sim 1.3)U_N$ , 然后  $I_f$  逐渐降到零, 在这个过程中可测量出空载电压与励磁电流的关系曲线, 它基本与电机的磁化曲线相同, 如图 2.23 所示。

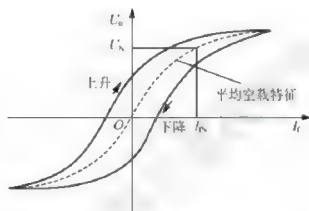


图 2.23 他励直流发电机的空载特性曲线

由于铁磁材料的磁滞现象, 使得空载特性是一个闭合的环线。当经过零点, 即  $I_f = 0$  时, 由于电机有剩磁, 仍然会有一个很低的电压, 称为剩磁电压。空载特性与励磁方式无关, 因此其他励磁方式的空载特性也是类似的。不过对于并励直流发电机, 由于其励磁不能反向, 所以它的空载特性曲线只作第一象限即可。

### 2. 外特性

指当  $n = n_N$ 、 $I_f = I_{fN}$  不变时, 端电压  $U$  与负载电流  $I$  的关系, 即  $U = f(I)$ 。

还是先以他励直流发电机为例, 也可由实验测得, 保持  $n = n_N$ 、 $I_f = I_{fN}$  不变, 改变负载电阻使  $I$  从零增加到  $I_N$ , 在这个过程中测得  $U$  和  $I$  多点, 连接后可得外特性曲线如图 2.24 所示。

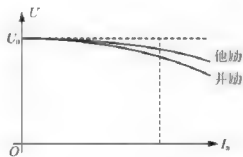


图 2.24 直流发电机的外特性



由图 2.24 可见,随着负载电流的增加,端电压下降。由公式  $U = E_a - I_a R_a - C_e \Phi n$  可知,原因有两个:一是负载增大时,电枢反应的去磁作用增强,使每极磁通量减小,从而使电枢电动势减小;二是电枢回路电阻上的压降随电流增大而增大,从而使端电压下降。

在并励方式下,端电压下降得比他励方式更快一些。这是因为,在并励时,除了像他励时存在的电枢反应去磁效应和电枢回路电阻的压降外,当外端电压降低时还会引起励磁电流的减小,进一步使端电压降低,如图 2.24 所示。

## 阅读材料:

### 西门子与直流电机

提起西门子,大家都知道它是全球著名的公司名字。在直流电机的应用发展中,西门子公司具有不可磨灭的贡献。

1816 年,维尔纳·冯·西门子(1816—1892 年)出生在德国汉诺威附近,他被称为“西门子公司之父”。西门子很小就对科学和工程有兴趣。1847 年,西门子和机械工程师约翰·乔治·哈尔斯克依靠自己堂兄投资的 2 万马克建立了西门子-哈尔斯克电报机制造公司,主要生产西门子发明的指南针式电报机,这个公司也就是当今著名的西门子公司的前身。1848 年,西门子公司赢得了法兰克福至柏林的电报线路合同,从此开始了大发展。1866 年,西门子完成了一生中最大的成就:发明了直流自励、并励式发电机,这一发明标志着电气工程时代的到来。1867 年,西门子公司在巴黎世界博览会上展出第一批样机,完成了把机械能转换为电能工程化,因此,19 世纪晚期进入了“强电”技术时代。西门子也因而成为“电气工程”的同义词,甚至德文“Elektrotechnik”(电气)一词就是由它创造的。电导率的单位也以其名字命名。

1879 年,在柏林工业展览会上,西门子的直流电动机驱动的电车赢得了观众的一片喝彩。这也是直流电动机首次用于实用。

所以说,直流电机在人类历史上的发展,离不开西门子和西门子的贡献。

## 小结

根据直流电机模型,首先介绍了直流发电机和直流电动机的工作原理,并指出直流电机工作中的特点。随后介绍了直流电机的典型结构,直流电机的铭牌参数,尤其是额定值是直流电机分析的重要依据,文中对主要额定参数给出了详细定义。直流电机励磁绕组与电枢绕组均通过有电流,根据二者之间的不同联系方式,简介了 4 种直流电机的励磁方式。

本章第二部分内容介绍了电枢绕组,详细介绍了单叠电枢绕组的结构、绕制方式等;对励磁绕组建立的空载磁场,以及考虑电枢绕组电流建立的磁场后的磁场和电枢反应现象也进行了较为详细的介绍。

第三部分介绍了 3 个重要的概念,分别是电枢绕组电动势、电磁转矩、电磁功率。

第四部分介绍了直流电动机的电压、功率和转矩平衡关系,以及直流电动机的工作特性,最后介绍了直流电机的可逆原理,从而引出直流电机既可以做电动机也可以做发电机之用。





第五部分介绍了直流发电机的各平衡关系和工作特性。

总的说,本章通过对直流电机工作原理和结构、各参量平衡关系和运行原理的介绍,为后续直流电动机的电力拖动学习打下了基础。

## 习题

1. 对于单叠绕组,设元件数为  $S$ ,槽数为  $Z$ ,换向片数为  $k$ ,主极对数为  $p$ ,则换向器节距  $y_k =$  \_\_\_\_\_, 其并联支路数  $2a =$  \_\_\_\_\_。

2. 直流电机实质上是具有 \_\_\_\_\_ 装置的交流电机。电枢绕组内的电动势和电流是 \_\_\_\_\_, 电刷端的电压和电流是 \_\_\_\_\_。

3. 直流发电机和直流电动机除了能量转换关系不同外,还表现在发电机的电枢电动势比端电压 \_\_\_\_\_; 而直流电动机的电枢电动势比端电压 \_\_\_\_\_。

4. 直流电机的电磁功率是指机械功率与电功率相互转换的那一部分功率,所以电磁功率可用机械量 \_\_\_\_\_ 来表示,也可以用电量 \_\_\_\_\_ 来表示。

5. 总的来说,直流电机的电枢反应会造成总 \_\_\_\_\_ 被削弱,并且造成 \_\_\_\_\_ 困难,常采用装设 \_\_\_\_\_ 及可调整电刷的方式抵消电枢反应造成的不良后果。

6. 直流发电机由主磁通感应的电动势存在于 ( ) 中。

- A. 电枢绕组      B. 励磁绕组      C. 电枢和励磁绕组      D. 无法确定

7. 若一台直流电机的电枢电流恒等于励磁电流,则这台直流电机是 ( )。

- A. 他励电机      B. 串励电机      C. 并励电机      D. 复励电机

8. 直流电机的额定功率  $P_N$  指的是 ( )。

- A. 电磁功率      B. 机械功率      C. 输出功率      D. 输入功率

9. 下面不属于并励直流发电机的自励条件的是 ( )。

- A. 电机的主磁极必须有剩磁      B. 励磁绕组的接法或极性必须连接正确  
C. 励磁回路的总电阻小于临界值      D. 励磁回路必须串接大电阻

10. 直流电机的主要部件是什么? 各有什么作用?

11. 直流发电机是如何发出直流电的? 如果没有换向器,直流发电机能否发出直流电?

12. 何谓电枢反应? 电枢反应对气隙磁场有什么影响?

13. 公式  $E_c = C_e \Phi n$  和  $T_{em} = C_T \Phi I_a$  中的  $\Phi$  应是什么磁通?

14. 直流电机的电枢电动势和电磁转矩的大小取决于哪些物理量? 这些量的物理意义是什么?

15. 如何判断直流电机运行于发电机状态还是运行于电动机状态? 它们的功率关系有什么不同?

16. 并励直流电动机在运行时励磁回路突然断线,电机会有什么后果? 若在起动时就断线 (电机有剩磁),又会有什么后果?

17. 一台直流电动机,  $P_N = 160\text{kW}$ ,  $U_N = 220\text{V}$ ,  $\eta_N = 85\%$ , 求该电机的额定电流  $I_N$ 。

18. 一台直流发电机,  $P_N = 145\text{kW}$ ,  $U_N = 230\text{V}$ ,  $\eta_N = 85\%$ , 求该发电机的额定电



流  $I_N$ 。

19. 一台四极直流电动机, 单叠绕组, 每极磁通  $\Phi = 0.022\text{T}$ ,  $n_N = 1460\text{r/min}$ ,  $Z = 36$  槽, 每槽导体数为 6, 问电枢电流为  $800\text{A}$  时, 能产生多大的电磁转矩?

20. 一台四极直流发电机, 单叠绕组, 每极磁通  $\Phi = 0.0379\text{T}$ , 转速  $n = 1200\text{r/min}$ , 电枢总导体数  $N = 152$ , 求电机的空载电动势。

21. 一台直流电动机的铭牌数据如下:  $P_N = 55\text{kW}$ ,  $U_N = 110\text{V}$ ,  $n_N = 1000\text{r/min}$ ,  $\eta_N = 85\%$ 。求电动机的额定电流  $I_N$  和额定输入功率  $P_{IN}$ 。

22. 并励直流电动机的铭牌数据如下:  $P_N = 96\text{kW}$ ,  $U_N = 440\text{V}$ ,  $I_N = 255\text{A}$ ,  $I_{fN} = 5\text{A}$ ,  $n_N = 500\text{r/min}$ 。电枢总电阻  $R_a = 0.078\Omega$ , 电枢反应忽略不计。求:

(1) 额定运行时的输出转矩  $T_N$  与电磁转矩  $T_{em}$ 。

(2) 如果额定运行时总负载转矩不变, 则串入电阻  $R_s = 0.122\Omega$  瞬间转速与电枢电流各为多少?

(3) 保持额定运行时总负载转矩不变, 则串入电阻  $R_s = 0.122\Omega$  稳定后的转速与电枢电流各为多少?

23. 一台他励直流电动机,  $U_N = 220\text{V}$ ,  $I_N = 10\text{A}$ ,  $n_N = 1500\text{r/min}$ ,  $R = 0.5\Omega$ , 求:

①额定负载时的电磁功率和电磁转矩; ②保持额定励磁电流及负载转矩不变而端电压下降到  $190\text{V}$ , 则稳定后的电枢电流和转速为多少?

## 第3章

# 变 压 器

**关键词语：**变压器工作原理，额定值，空载运行，负载运行，电磁关系，等效电路，折算，参数测定，三相变压器，特殊变压器。

**学过本章后，读者将能够：**

结合常见变压器结构能熟练讲解变压器的工作原理；

掌握变压器在空载和负载运行时的等效电路及其各参量的物理意义；

理解通过实验对变压器参数进行测定的方法，理解标么值的意义；

理解变压器的运行特性；

了解三相变压器和几种特殊变压器。

**引例：**

如图 3.1 所示，电能，首先通过一次能源如燃煤后的火力或水的势能产生的水力、原子核的裂变或聚变等等来推进发电机运行发电。鉴于直接发电后的电压不高，要利于远距离传输，必须先升压。在抵达用户区域后，在变电站内再完成数次降压。图 3.1 所示的供给电动机消耗的电能流程图，占据了全球电能消耗量的 2/3 左右，所以，这是一典型的电能产生、传输到用电的简要流程，当中离不开对电压的变换，这由变压器来完成。



图 3.1 典型发输配电系统简化流程

当然，变压器远不止在电力的发输配电系统中的应用，诸如在很多电子设备中，因为需要很低的电压，往往也首先经过小型变压器降压后再使用。

变压器是一种静止的电机，它是利用电磁感应原理，把一种电压等级的交流电能转换成相同频率的另一种电压等级的交流电能的电磁装置。本章主要以普通双绕组变压器为研究对象，阐述变压器的原理与运行问题。

### 3.1 变压器的工作原理与结构

#### 3.1.1 变压器的工作原理

变压器的基本组成如图 3.2 所示, 两个互相绝缘的绕组套在同一个铁心上, 绕组之间只有磁的耦合而没有电的联系, 其中, 绕组 1 接交流电源, 称为一次绕组, 或者叫原边、一次侧; 绕组 2 接负载, 称为二次绕组, 或者叫副边、二次侧。

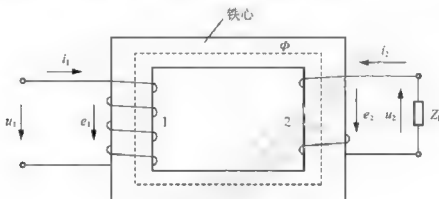


图 3.2 变压器工作原理示意图

当一次绕组接交流电源时, 流过绕组的交流电流在铁心中产生与外加电压频率相同的交变磁通  $\Phi$ , 该磁通在铁心内同时交链一次绕组和二次绕组, 根据电磁感应定律, 将在一次绕组和二次绕组中分别感应出相同频率的电动势  $e_1$ 、 $e_2$ 。

$$\begin{cases} e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} \end{cases} \quad (3-1)$$

式中,  $N_1$ 、 $N_2$  分别为一次绕组和二次绕组的匝数。

由后续分析可知, 一次绕组和二次绕组的感应电动势又近似等于各自的电压, 因此, 当一次绕组和二次绕组的匝数不同时, 就可将一次侧电压改变成不同的二次侧电压, 这就是变压器的变压原理。变压器变压的条件, 一是  $\frac{d\Phi}{dt} \neq 0$ , 二是  $N_1 \neq N_2$ 。若把负载  $Z_L$  接于二次绕组回路, 在电动势  $e_2$  的作用下, 变压器就能向负载输出电能, 实现了不同电压等级电能的传递。

#### 3.1.2 变压器的基本结构

从变压器的工作原理可以看出, 一台变压器主要由铁心、绕组、绝缘结构等部件组成。

##### 1. 铁心

为了减少交变磁通在铁心中引起的损耗, 变压器的铁心都是由彼此绝缘并且厚度为

0.35~0.5mm的硅钢片叠装而成。硅钢片的两面涂以绝缘漆,作为片间绝缘之用。其中,套有绕组的部分称为铁心柱,连接铁心柱的部分称为铁轭,铁轭可以使铁心柱之间的磁路闭合。为了减少磁路中不必要的气隙,变压器铁心在叠装时,相邻两层硅钢片的接缝要互相错开,如图3.3所示。交流磁通在铁心中引起涡流损耗和磁滞损耗,使铁心发热。为了使铁心的温度不致太高,在大容量变压器的铁心中往往设置油道,而铁心则浸在变压器油中,当油从油道中流过时,可将铁心中的热量带走。

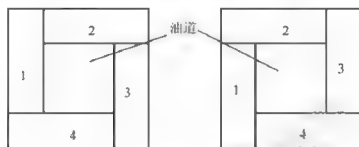


图 3.3 相邻两层硅钢片的叠装

## 2. 绕组

变压器的绕组用绝缘圆导线或扁导线绕成。实际变压器的一、二次绕组并不一定像图3.2所示那样分装两个铁心柱上,有的是同心地套在同一铁心柱上,这时为了绝缘方便,通常低压绕组紧靠着铁心,高压绕组则套装在低压绕组的外面。高、低压绕组之间也留有油道,一方面作为绕组间的绝缘间隙,另一方面使油从油道中流过以冷却绕组。

## 3. 其他

因容量和冷却方式的不同,除铁心和绕组之外,变压器还有一些其他部件,如外壳、油箱、绝缘套管等。一、二次绕组套装在铁心之后,铁心与绕组合在一起被称为器身。器身放在油箱中,油箱中充以变压器油。充油的目的主要有两方面原因:一方面因为油的绝缘性能比空气好,可以提高绕组的绝缘强度;另一方面通过油受热后的对流作用,可以将绕组和铁心的热量带到油箱壁,再由油箱壁散发到空气中。对变压器油的要求是介质强度和着火点要高、黏度要小,水分和杂质含量尽可能少。变压器油受热后要膨胀,因此油箱不能密封,以便油有膨胀余地。但是,油箱如不密封,则油长时间同空气接触会老化变质,而且吸收空气中的水分后也会降低绝缘强度,为了克服这个困难,采用了储油柜。在油箱和储油柜之间还装有气体继电器,当变压器发生故障时,油箱内部会产生气体,使气体继电器动作发出信号,让值班人员采取措施;如果发生严重故障,就直接使变压器自动脱离电源。为了增强散热效果,对于大型变压器还可以采用强迫冷却方法。在较大的变压器油箱盖上还装有安全气道,它是一个长的钢管,下面与油箱相通,上部出口处盖以玻璃。当发生严重故障时,变压器内部产生大量气体,压力迅速升高,可以冲破安全气道上的玻璃,喷出气体,消除压力,以免产生重大事故。

### 3.1.3 变压器的主要种类

由于变压器的应用范围十分广泛，因此它的种类很多，其中容量小的只有几伏安，容量大的可以达到数十万千伏安；电压低的只有几伏，电压高的可以达到几十万伏。

(1) 按照相数的不同来区分，变压器可分为单相变压器和三相变压器等。

(2) 按照每相绕组数量的不同来区分，变压器可分为双绕组变压器、三绕组变压器、多绕组变压器和自耦变压器（即单绕组变压器）等。

(3) 按照结构形式即磁路结构的不同，变压器可分为芯式和壳式两种。图 3.4 所示为芯式变压器，它的特点是绕组包围着铁心。此类变压器的用铁量较少、构造简单、绕组的安装和绝缘比较容易，多用于容量较大的变压器中。壳式变压器，如图 3.5 所示，它的特点是铁心包围着绕组，此类变压器用铜量较少，多用于小容量变压器中。

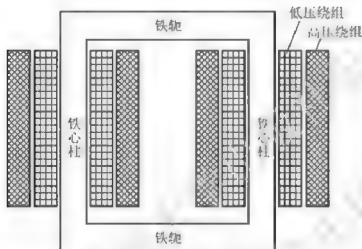


图 3.4 单相芯式变压器示意图

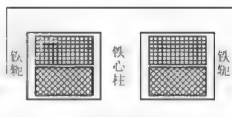


图 3.5 单相壳式变压器示意图

(4) 按照用途的不同，变压器可分为电力变压器、专用变压器、互感器等。电力变压器在电力系统中用来传送和分配电能，是所有变压器中用途最广、生产量最大的一种。专用变压器主要指专门用途的变压器，如电炉变压器、电焊变压器、整流变压器以及供医疗和无线通信用的特殊变压器等。互感器常用在仪表测量和控制线路中。

(5) 按照冷却方式不同，变压器可分为干式变压器（空气自冷式）、油浸式变压器等。

图 3.6 所示为一台常见的三相油浸式电力变压器的结构图。变压器的器身（铁心和绕组线圈）放置在充满变压器油的油箱中，变压器油是从石油中分馏出来的矿物油，起绝缘和散热作用。高压绕组有多个抽头，通过分接开关可改变与抽头的连接，从而改变高压绕组匝数。

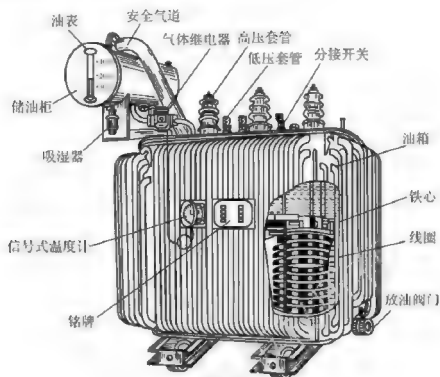


图 3.6 三相油浸式电力变压器结构图

### 3.1.4 变压器的额定值

制造工厂在设计变压器时, 根据所选用的绕组线圈导体截面、铁心尺寸、绝缘材料以及冷却方式等条件, 规定了变压器正常运行时的工作状态, 比如它能流过多大电流以及能够承受多高的电压等, 这些在正常运行时所能承担的电流和电压的数值称为额定值。每台变压器的额定值都标注在变压器铭牌上, 用来说明变压器的工作能力和工作条件。在变压器工作时, 若电压、电流、功率和频率都等于额定值, 则称为额定状态。由于此时电流为额定值, 故也就是满载状态。变压器的额定值主要有以下几个。

#### 1. 额定电压 $U_{1N}/U_{2N}$ (V 或 kV)

单相变压器的额定电压是指变压器在空载运行时一、二次绕组电压的额定值。三相变压器的额定电压是指变压器在空载运行时一、二次绕组线电压的额定值, 这点要特别注意。

#### 2. 额定电流 $I_{1N}/I_{2N}$ (A)

单相变压器的额定电流是指变压器在满载运行时一、二次绕组的电流值。三相变压器的额定电流是指变压器在满载时一、二次绕组线电流的额定值。额定电流是变压器正常工作时允许的电流, 实际电流若超过额定电流, 则这种状态称为过载。长期过载, 变压器的温度会超过允许值。

#### 3. 额定容量 $S_N$ (VA 或 kVA)

一、二次侧额定电流与额定电压的乘积, 称为额定容量。对于单相变压器



$$S_N = U_{2N} I_{2N} = U_{1N} I_{1N} \quad (3-2)$$

对于三相变压器

$$S_N = \sqrt{3} U_{2N} I_{2N} = \sqrt{3} U_{1N} I_{1N} \quad (3-3)$$

#### 4. 额定频率 $f_N$ (Hz)

我国以及众多其他国家规定交流电网标准额定频率为 50Hz, 又称工频, 有的国家或地区为 60Hz。

此外, 额定运行时的效率、温升等数据也有相应的额定值。除额定值外, 变压器的型号、相数、绕组连接方式及连接标号、短路电压、运行方式和冷却方式等一般也标注在铭牌上。

## 3.2 变压器的空载运行

变压器的空载运行是指变压器一次绕组外接额定交流电压, 二次绕组开路的运行情况。

### 3.2.1 空载运行时的电磁关系

#### 1. 电磁过程

图 3.7 所示是单相变压器空载运行的示意图。当一次绕组接交流电源后, 绕组中有电流  $\dot{I}$  流过, 称为空载电流,  $\dot{I}$  流过一次绕组建立交变磁动势  $\dot{F} = \dot{I}_1 N_1$ , 在  $\dot{F}$  作用下产生交变磁通。根据所经过的路径不同, 可把磁通分为主磁通  $\dot{\Phi}$  和漏磁通  $\dot{\Phi}_{l\sigma}$ 。

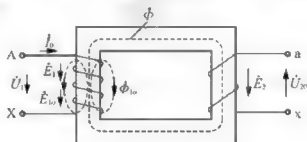


图 3.7 变压器空载运行示意图

主磁通  $\Phi$  同时交链一次绕组和二次绕组, 主要沿铁心闭合, 在一次绕组和二次绕组中感应电动势  $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ , 称作主电动势, 当二次侧接负载时就有功率向负载输出, 故主磁通起传递能量的作用。由于铁磁材料有饱和现象, 所以主磁路的磁阻不是常数, 主磁通与建立它的电流之间呈非线性关系。

漏磁通通过一次绕组附近的空气或变压器油等非铁磁性介质构成磁通回路, 仅在一次绕组中感应电动势  $\dot{E}_{l\sigma}$ , 不能传递能量, 仅起电抗压降作用。由于漏磁通的磁路大部分由非铁磁性材料组成, 所以漏磁路的磁阻基本上是常数, 漏磁通与产生它的电流呈线性关系。

由于铁心的磁导率远比铁心外非铁磁性材料的磁导率大,所以磁通中的绝大部分是主磁通,而漏磁通只占总磁通的很小部分。由于绕组电阻的存在,一次侧电流在一次绕组中还产生电阻压降。以上的变压器空载运行时的电磁过程如图 3.8 所示。



图 3.8 变压器空载运行时的电磁过程

## 2. 正方向规定

变压器中各电磁量都是交流量,要建立它们之间的相互关系,必须先规定各物理量的正方向。从原理上讲,正方向可以任意选择,但正方向规定不同,列出的电磁方程和相量图也不同,通常具体规定正方向如下。

(1) 在电源支路,电流的正方向与电动势的正方向一致;在负载支路,电流的正方向与电压降的正方向一致。

(2) 电流的正方向与由它产生的磁通的正方向符合右手螺旋定则。

(3) 磁通的正方向与由它感应电动势的正方向符合右手螺旋定则。

根据这些规定,变压器各物理量的正方向如图 3.7 所示。图中电压  $\dot{U}_1$ 、 $\dot{U}_2$  的正方向表示电位降低,电动势  $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$  的正方向表示电位升高。在一次侧, $\dot{U}_1$  由首端指向末端, $\dot{I}_1$  ( $\dot{I}_1$ ) 从首端流入,当  $\dot{U}_1$  和  $\dot{I}_1$  同时为正或同时为负时,表示电功率从一次侧输入。在二次侧, $\dot{U}_2$  和  $\dot{I}_2$  的正方向是由  $\dot{E}_2$  的正方向决定的。当  $\dot{U}_2$  和  $\dot{I}_2$  同时为正或同时为负时,电功率从二次侧输出。

## 3. 电动势与磁通的关系

在变压器中,绕组的电阻压降和漏电动势相对很小,电源电压基本上由主电动势来平衡,即  $U_1 \approx E_1$ 。由于  $u_1$  是正弦量,因此  $e_1$  也是正弦量,根据  $e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt}$  可知,主磁通  $\Phi$  按正弦规律变化。

设

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t$$

则根据电磁感应定律和图 3.7 规定的正方向,一次绕组和二次绕组中感应电动势的瞬时值为

$$\begin{cases} e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt} = -N_1 \omega \Phi_m \cos \omega t = \sqrt{2} E_1 \sin(\omega t - 90^\circ) \\ e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 \omega \Phi_m \cos \omega t = \sqrt{2} E_2 \sin(\omega t - 90^\circ) \end{cases} \quad (3.4)$$



可见, 当主磁通按正弦规律变化时, 感应电动势也按正弦规律变化, 且频率不变、相位滞后磁通  $90^\circ$ 。有效值为

$$\begin{cases} E_1 = \frac{N_1 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_1 \Phi_m \\ E_2 = \frac{N_2 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_2 \Phi_m \end{cases} \quad (3-5)$$

式中,  $\omega = 2\pi f$ 。式 (3-5) 用相量表示为

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = -j4.44 f N_1 \dot{\Phi}_m \\ \dot{E}_2 = -j4.44 f N_2 \dot{\Phi}_m \end{cases} \quad (3-6)$$

同理, 对漏电动势有如下

$$e_{1\sigma} = \sqrt{2} E_{1\sigma} \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (3-7)$$

$$E_{1\sigma} = 4.44 f N_1 \Phi_{1\sigma m} \quad (3-8)$$

$$\dot{E}_{1\sigma} = -j4.44 f N_1 \dot{\Phi}_{1\sigma m} \quad (3-9)$$

式中,  $e_{1\sigma}$ 、 $E_{1\sigma}$  分别为一次绕组漏电动势的瞬时值和有效值;  $\Phi_{1\sigma m}$  为一次绕组漏磁通的最大值。

#### 4. 电动势平衡方程

按照图 3.7 规定的正方向, 空载时一次侧的电动势平衡方程为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{1\sigma} + \dot{I}_0 r_1 \quad (3-10)$$

将  $L_{1\sigma} = \frac{N_1 \Phi_{1\sigma}}{I} = \frac{N_1 \Phi_{1\sigma m}}{\sqrt{2} I}$  代入式 (3-9), 可以推导出  $\dot{E}_{1\sigma}$  电抗压降的表示形式为

$$\dot{E}_{1\sigma} = -j\omega L_{1\sigma} \dot{I}_0 = -jx_1 \dot{I}_0 \quad (3-11)$$

式中,  $x_1 = \omega L_{1\sigma}$  为一次绕组的漏电抗;  $L_{1\sigma}$  为一次绕组的漏电感。

将式 (3-11) 代入式 (3-10) 可得

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 r_1 + j\dot{I}_0 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \quad (3-12)$$

式中,  $Z_1 = r_1 + jx_1$ , 为一次绕组的漏阻抗。

由于漏磁通很少, 则  $x_1$  很小, 且  $r_1$  也很小, 所以一次绕组的漏阻抗压降  $I Z_1$  很小, 如将其忽略, 则式 (3-12) 可简化为

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$$

大小上

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_m$$

于是可得

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4.44 f N_1} \approx \frac{U_1}{4.44 f N_1} \quad (3-13)$$

由式 (3-13) 可知, 决定变压器主磁通大小的参数是电压  $U_1$ 、频率  $f$  及一次绕组的匝数  $N_1$ , 而主磁通的大小与变压器的铁心材质及几何尺寸无关。

当  $f$ 、 $N_1$  一定时, 由式 (3-13) 得  $\Phi_m \propto U_1$ , 说明变压器的主磁通虽然由空载磁动势  $F_0$  产生, 但它的大小却基本由电源电压  $U_1$  决定。

在二次侧, 由于  $\dot{I}_2 = 0$ , 因此二次侧的空载电压  $\dot{U}_2$  等于二次侧的感应电动势  $\dot{E}_2$ , 即

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_2 \quad (3-14)$$

### 5. 变压器的变比

在变压器中, 一次绕组和二次绕组的感应电动势  $E_1$  和  $E_2$  之比称为变压器的变比, 用  $k$  表示。即

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{4.44fN_1\Phi_m}{4.44fN_2\Phi_m} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3-15)$$

式 (3-15) 表明, 变压器的变比等于一次绕组和二次绕组的匝数比。当变压器空载运行时, 由于  $U_1 \approx E_1$ ,  $U_2 = E_2$ , 所以可近似地用空载运行时一次绕组和二次绕组的电压比作为变压器的变比, 即

$$k = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{U_{1N}}{U_{2N}} \quad (3-16)$$

对于三相变压器, 变比是指一次侧和二次侧相电动势之比, 也就是额定相电压之比。

### 6. 空载损耗

变压器空载运行时, 二次侧虽然没有功率输出, 但其一次侧仍会从电网吸收有功功率转化为热能散发到周围介质中, 这部分功率称为空载损耗  $p$ 。

空载损耗包括铜损耗  $p_{Cu}$  和铁损耗  $p_{Fe}$  两部分,  $p_{Cu} = I_0^2 r_1$ 。由于  $I_0$  和  $r_1$  都很小, 所以空载时铜损耗很少, 可忽略不计, 这样空载损耗近似等于铁损耗, 即  $p \approx p_{Fe}$ 。

理论和实验可证明铁损耗与铁心最大磁密的平方成正比, 与电源频率的 1.3 次方成正比, 即  $p_{Fe} \propto B_m^2 f^{1.3}$ 。

空载损耗约占额定容量的 0.2%~1%, 该百分值随着容量的增大而减小。空载损耗虽然不大, 但由于变压器在电网中的使用量很大, 铁耗无时无刻不在, 所以减少铁耗对电力系统的经济运行具有十分重要的意义。正是为了减少铁耗, 变压器才采用优质铁磁性材料, 如优质电工钢片、应用非晶合金铁芯等。

### 7. 空载电流

变压器空载运行时, 一次绕组中的空载电流  $i$  绝大部分用来产生主磁通, 这部分电流属无功性质, 用励磁电流  $i_\mu$  来表示; 另有很少部分用来供给变压器的铁心损耗, 这部分电流属有功性质, 用铁耗分量  $i_{Fe}$  表示, 即空载电流由无功分量和有功分量两部分组成。

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{Fe} \quad (3-17)$$

或

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{Fe}^2} \quad (3-18)$$

由于  $I_{Fe} \ll I_\mu$ , 所以  $I_0 \approx I_\mu$ , 因此常常称空载电流  $I_0$  为励磁电流, 所以空载电流主要是感性无功性质的, 它使电网的功率因数降低, 输送有功功率减少, 因此, 变压器运行



规程规定,不允许变压器长期在电网中空载运行。

空载电流的大小常用空载电流百分数  $I_0\%$  来表示,即

$$I_0\% = \frac{I_0}{I_N} \times 100\% \quad (3-19)$$

电力变压器的空载电流百分数很小,一般在  $0.5\% \sim 10\%$  之间,容量越大,空载电流百分数越小。

### 3.2.2 空载时的等效电路和相量图

等效电路就是用一个电路有条件地等效一台实际变压器,这样可以将变压器用一个纯电路来分析。

根据式 (3-12),空载时一次绕组存在漏阻抗  $Z_1 = r_1 + jx_1$ 。

铁磁材料的铁损耗属有功性质,则可用空载电流平方与一个电阻的乘积表示,设该等效电阻为  $r_m$ ;空载电流还有无功分量,用于建立磁场,这是无功性质,所以用空载电流平方乘以一个电抗表示励磁无功功率,设该电抗为  $x_m$ 。令  $r_m + jx_m = Z_m$ ,  $Z_m$  可称为励磁阻抗,经过该阻抗的电动势为励磁电动势,即  $E_1$ ,并且

$$-E_1 = I_0 Z_m = I_0 (r_m + jx_m) \quad (3-20)$$

于是,变压器一次侧的电动势平衡方程可以写成

$$\dot{U}_1 = -E_1 + \dot{I}_0 Z_1 = \dot{I}_0 (Z_m + Z_1) = \dot{I}_0 (r_m + jx_m + r_1 + jx_1) \quad (3-21)$$

根据式 (3-21),空载运行的变压器可以看作两个阻抗  $Z_1$  和  $Z_m$  的串联,这样可以画出变压器空载时的等效电路,如图 3.9 所示。

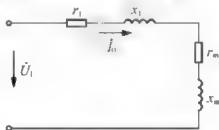


图 3.9 变压器空载时等效电路

在等效电路中,  $r_1$  是一次绕组的电阻,  $x_1$  是对应一次绕组漏磁路磁导的电抗, 它们数值很小且为常数。  $r_m$ 、  $x_m$  受铁心饱和的影响, 不是常数。当频率一定时, 若外加电压改变, 则主磁通大小改变, 铁心饱和程度改变, 根据  $Z_m = E_1 / I \propto \Phi / I$ , 由于主磁通  $\Phi$  和  $I$  之间是非线性关系, 所以  $Z_m$  也发生变化, 例如, 随着磁路饱和程度增大而减小。但通常外加电压是一定的, 在正常运行范围内 (由空载到满载) 主磁通基本不变, 磁路的饱和程度也近似不变, 所以  $Z_m$ 、  $r_m$ 、  $x_m$  可看作常数。

在数值上, 由于  $r_m \gg r_1$ 、  $x_m \gg x_1$ , 所以有时可以把  $r_1$ 、  $x_1$  忽略不计, 这样变压器空载时的等效电路成为只有  $Z_m$  的电路, 所以在一定的外施电压下, 空载电流的大小由励磁阻抗  $Z_m$  决定。从运行角度希望空载电流越小越好, 采用高导磁性能的钢片的目的就是为了增大  $Z_m$ , 减少  $I_0$ , 提高变压器的效率和功率因数。

根据式 (3-21)、式 (3-6)、式 (3-14) 及式 (3-17), 可画出变压器空载运行时的相量图, 如图 3.10 所示。画图时以主磁通  $\dot{\Phi}_m$  作为参考相量。图中  $\alpha$  为空载电流有功分量与无功分量夹角, 空载电压  $\dot{U}_1$  与空载电流  $\dot{I}_1$  之间的相位差角  $\varphi$ , 称为空载运行时的功率因数角, 实际中  $\varphi \approx 90^\circ$ , 因此, 变压器空载运行时的功率因数  $\cos\varphi$  很低, 意味着空载时变压器吸收的有功功率很小, 吸收的大部分功率为无功功率, 用于建立磁场。

需要说明的是, 相量图反映相量之间的相位关系, 对于三相变压器, 相量图中各量指的是每相值。

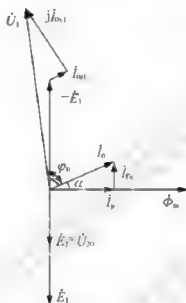


图 3.10 变压器空载相量图

### 3.3 变压器的负载运行

变压器一次侧接到交流电源, 二次侧接上负载时的运行状态称为负载运行, 如图 3.11 所示。

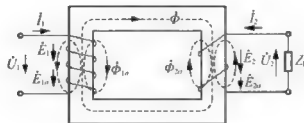


图 3.11 单相变压器负载运行示意图

### 3.3.1 负载运行时的电磁关系

#### 1. 电磁过程

在变压器空载运行时,二次侧电流及其产生的磁动势为零,二次绕组的存在对一次电路没有影响。一次侧空载电流  $\dot{I}_0$  建立的磁动势  $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 N_1$  就是励磁磁动势,它产生主磁通  $\dot{\Phi}_m$ ,并在一次绕组和二次绕组中感应电动势  $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ ,电源电压  $\dot{U}_1$  与反电动势  $-\dot{E}_1$  及漏阻抗压降  $\dot{I}_1 Z_1$  相平衡,维持空载电流在一次绕组中流过,此时变压器中的电磁关系处于平衡状态。当二次侧接上负载后,二次绕组中有电流  $\dot{I}_2$  流过并产生磁动势  $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2$ 。 $\dot{F}_2$  也作用在变压器的主磁路上,使主磁通  $\dot{\Phi}_m$  与一次绕组和二次绕组中的感应电动势  $\dot{E}_1$  和  $\dot{E}_2$  趋于改变,于是原有的电动势平衡关系将发生变化,从而导致一次侧电流发生变化,即从空载电流  $\dot{I}_0$  变为负载时的电流  $\dot{I}_1$ 。一次绕组的磁动势也从空载磁动势  $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 N_1$  变为  $\dot{F}_1 = \dot{I}_1 N_1$ 。负载时的主磁通  $\dot{\Phi}_m$  是由一次绕组和二次绕组的合成磁动势  $\dot{F}_1 + \dot{F}_2$  产生的。变压器在负载时的电磁关系如图 3.12 所示。

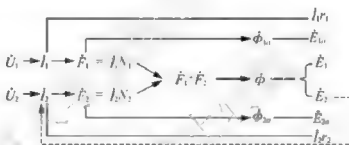


图 3.12 变压器在负载时的电磁关系

#### 2. 电动势平衡方程

变压器负载运行时的电动势平衡方程与空载运行时的电动势平衡方程相似。与空载运行分析相同,将漏电动势用漏抗压降来表示

$$\begin{cases} \dot{E}_{1\sigma} = -j\dot{I}_1 x_1 \\ \dot{E}_{2\sigma} = -j\dot{I}_2 x_2 \end{cases} \quad (3-22)$$

式中,  $x_1$ 、 $x_2$  分别为一次绕组和二次绕组的漏电抗。

一次侧电动势平衡方程为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{1\sigma} + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (3-23)$$

二次侧电动势平衡方程为

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}_{2\sigma} - \dot{I}_2 r_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (r_2 + jx_2) = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \quad (3-24)$$

式中,  $Z_2 = r_2 + jx_2$ , 为二次绕组的漏阻抗。

### 3. 磁动势平衡方程

变压器一次绕组的漏阻抗压降  $\dot{I}_1 Z_1$  很小, 则  $(-\dot{E}_1)$  与  $\dot{U}_1$  相差甚微, 所以在负载运行时仍有  $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$  或  $E_1 \approx U_1$ 。根据  $E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_m$  可知, 从空载到满载, 当电源电压和频率不变时, 主磁通  $\Phi_m$  基本不变, 因此产生它的磁动势也基本不变, 即

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0 \quad (3-25)$$

或 
$$\dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_0 N_1 \quad (3-26)$$

这就是变压器负载运行时的磁动势平衡方程。

将磁动势平衡方程进行变化, 可得

$$\dot{I}_1 - \dot{I}_1 + (-\frac{N_2}{N_1})\dot{I}_2 = \dot{I}_0 + (-\frac{\dot{I}_2}{k}) \quad (3-27)$$

式 (3-27) 表明, 变压器负载运行时, 一次绕组的电流  $\dot{I}_1$  (或磁动势  $\dot{F}_1$ ) 由两个分量组成: 一个分量  $\dot{I}$  (或  $\dot{F}$ ) 用来产生主磁通  $\Phi_m$ , 称为励磁分量; 另一个分量  $-\frac{\dot{I}_2}{k}$  或  $-\frac{\dot{F}_2}{N_1}$  用来平衡二次绕组的电流  $\dot{I}_2$  (或磁动势  $\dot{F}_2$ ) 对主磁通的影响, 称为负载分量。这说明变压器负载运行时的一次侧和二次侧电流通过磁动势平衡紧密地联系在一起, 二次侧通过磁动势平衡对一次侧产生影响, 二次侧电流的改变必将引起一次侧电流的改变, 电能就是这样从一次侧传递到二次侧的。

### 3.3.2 变压器绕组的折算

一般来说, 由于一次绕组和二次绕组的匝数  $N_1 \neq N_2$ , 所以一次绕组和二次绕组的感应电动势  $E_1 \neq E_2$ , 这就给变压器的定量分析和相量图的绘制带来了麻烦。为了解决这个问题, 常用一个假想的绕组来代替其中一个绕组, 使之成为一台变比  $k=1$  的变压器, 这种方法称为绕组折算, 通过折算可以大大简化变压器的分析计算。从本质上讲, 绕组折算是一种数学变换, 仅仅是研究变压器的一种方法, 折算后不应改变变压器内部电磁关系的本质。可以由二次侧向一次侧折算, 也可以由一次侧向二次侧折算。如果由二次侧向一次侧折算, 由于二次侧通过磁动势平衡对一次侧产生影响, 因此, 只要保持二次侧的磁动势  $\dot{F}_2$  不变, 变压器电磁关系的本质就不会改变。二次侧折算后的各物理量在原来的符号右上方加一个标号以示区别。二次侧各量折算方法如下。

#### 1. 二次侧电流的折算值

设折算后二次绕组的匝数为  $N'_2 = N_1$ , 流过的电流为  $I'_2$ , 根据折算前后二次侧磁动势不变的原则, 可得

$$I'_2 N_1 = I_2 N_2$$

即

$$I'_2 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{I_2}{k} \quad (3-28)$$

将式 (3-28) 代入式 (3-27), 可得

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + (-\frac{\dot{I}_2}{k}) = \dot{I}_2 + (-\dot{I}_2') \quad (3-29)$$

## 2. 二次侧电动势的折算值

由于折算前后主磁通未改变, 根据电动势与匝数成正比的关系, 可得

$$E_2' = \frac{N_1}{N_2} E_2 = k E_2 = E_1 \quad (3-30)$$

由此可见, 折算之后

$$E_2' I_2' = E_2 I_2 \quad (3-31)$$

式 (3-31) 表明, 折算前后二次侧的视在功率没有改变。

## 3. 二次绕组漏阻抗的折算值

为了保持折算前、后二次绕组的铜损耗不变, 则有

$$I_2'^2 r_2' = I_2^2 r_2$$

即

$$r_2' = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 r_2 = k^2 r_2 \quad (3-32)$$

为了保持折算前、后二次侧漏磁无功功率不变, 则有

$$I_2'^2 x_2' = I_2^2 x_2$$

即

$$x_2' = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 x_2 = k^2 x_2 \quad (3-33)$$

于是, 漏阻抗的折算值为

$$Z_2' = r_2' + jx_2' = k^2 (r_2 + jx_2) = k^2 Z_2 \quad (3-34)$$

## 4. 二次电压和负载阻抗的折算值

$$\dot{U}_2' = \dot{E}_2' - I_2' Z_2' = k(\dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2) = k \dot{U}_2 \quad (3-35)$$

$$Z_L' = \frac{\dot{U}_2'}{\dot{I}_2'} = \frac{k \dot{U}_2}{\frac{\dot{I}_2}{k}} = k^2 Z_L \quad (3-36)$$

经过折算, 变压器负载运行的基本方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \\ \dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2'(r_2' + jx_2') = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' Z_2' \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2') \\ \dot{E}_2' = \dot{E}_1 \\ -\dot{E}_1 = \dot{I}_0 Z_m \\ \dot{U}_2' = \dot{I}_2' Z_L' \end{cases} \quad (3-37)$$

### 3.3.3 等效电路和相量图

按照方程式 (3-37) 可画出变压器的等效电路, 如图 3.13 所示。电路形状类似字母 T, 所以常叫 T 型等效电路。

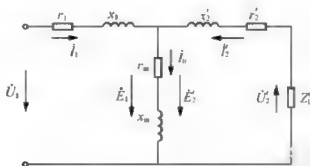


图 3.13 变压器的 T 型等效电路

由式 (3-37) 还可以画出变压器负载运行时的相量图。相量图可以直观地反映变压器中各物理量之间的大小和相位关系。

画相量图时, 变压器参数为已知, 且负载已给定。具体作图步骤如下。

- (1) 选择一个参考相量。选择  $\dot{U}_2'$  作为参考相量, 根据给定的负载阻抗, 可以画出  $\dot{I}_2'$ 。
- (2) 根据二次侧电动势平衡方程  $\dot{E}_2' = \dot{U}_2' + \dot{I}_2' Z_2'$ , 在相量  $\dot{U}_2'$  上加上与  $\dot{I}_2'$  平行的  $\dot{I}_2' r_2'$ , 再加上与  $\dot{I}_2'$  垂直的  $j \dot{I}_2' x_2'$  得到  $\dot{E}_2'$ 。由于  $\dot{E}_1 = -\dot{E}_2'$ , 也就得到了  $\dot{E}_1$ 。
- (3) 主磁通  $\dot{\Phi}_m$  超前  $\dot{E}_1$   $90^\circ$ , 可画出  $\dot{\Phi}_m$ ; 根据  $\dot{I}_0$  超前  $\dot{\Phi}_m$   $\alpha$  角, 可画出励磁电流  $\dot{I}_0$ 。
- (4) 由  $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2')$  可得  $\dot{I}_1$ 。
- (5) 根据一次侧电动势平衡方程  $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1$ , 在相量  $-\dot{E}_1$  上加上与  $\dot{I}_1$  平行的  $\dot{I}_1 r_1$ , 再加上与  $\dot{I}_1$  垂直的  $j \dot{I}_1 x_1$ , 即可得到  $\dot{U}_1$ 。

图 3.14 所示为变压器负载 ( $\varphi_2 > 0$  时) 的相量图。

图 3.13 所示的 T 型等效电路虽然能准确地表达变压器内部的电磁关系, 但计算较繁。考虑到  $Z_2$  较小, 当负载变化时,  $\dot{E}_1$  变化很小, 仍然近似等于  $\dot{U}_1$ 。这样, 可把 T 型等效电路中的励磁支路移到电源端, 得到新的等效电路如图 3.15 所示。这样处理对  $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2'$  和  $\dot{I}_0$  的数值引起的误差很小, 使计算和分析大为简化。

在电力变压器中, 由于空载电流很小, 因此, 在分析变压器负载运行、短路运行、二次侧端电压的变化和并联运行的负载分配等问题时, 可以把  $\dot{I}_0$  忽略, 即去掉等效电路中高阻抗的励磁支路, 而得到一个更简单的串联电路, 如图 3.16 所示, 称为简化等效电路。

将一次绕组和二次绕组的漏阻抗参数合并起来, 有

$$\begin{cases} r_k = r_1 + r_2' \\ x_k = x_1 + x_2' \\ Z_k = Z_1 + Z_2' = r_k + jx_k \end{cases} \quad (3-38)$$

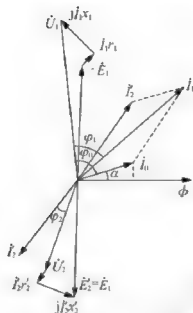
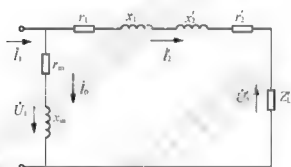

 图 3.14 变压器负载 ( $\varphi_2 > 0$  时) 的相量图


图 3.15 变压器的近似等效电路

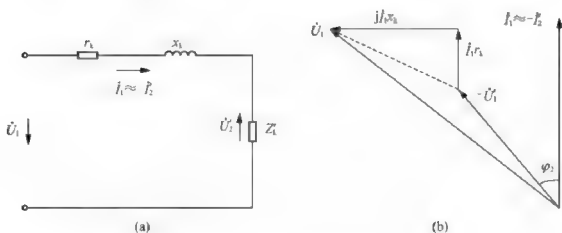


图 3.16 变压器简化等效电路

式 (3-38) 及图 3.16 中,  $r_k$  为短路电阻;  $x_k$  为短路电抗;  $Z_k$  为短路阻抗。

需要指出的是, 三相变压器等效电路和相量图中的各量均为每相值。

变压器的基本方程、等效电路和相量图虽然形式不同,但本质上是一致的。基本方程是基础,而等效电路和相量图则是基本方程的另一表达方式。一般来说,在做定性分析时用相量图比较形象直观,而在做定量计算时用等效电路比较方便。

### 3.4 变压器的参数测定

变压器等效电路中的各种电阻、电抗或阻抗,如  $r_k$ 、 $x_k$ 、 $r_m$ 、 $x_m$  及变比  $k$ 、空载电流百分数  $I_0\%$ 、空载损耗  $p_0$ 、短路电压  $U_k\%$ 、额定短路损耗  $P_{kN}$  等称为变压器的参数。已知变压器的参数,可以利用等效电路来分析和计算变压器的运行性能;同时,参数的合理选择对变压器产品的成本和经济性能都有较大的影响。变压器的参数可以通过空载实验和短路实验来测定求取。为了便于工程计算,实际中许多电磁参量常用标幺值表示。

#### 3.4.1 变压器空载实验

变压器空载实验的目的是通过测量空载电流  $I_0$ 、一次电压和二次电压  $U_1$ 、 $U_2$  及空载损耗  $p_0$ 、计算变比  $k$ 、空载电流百分数  $I_0\%$  及励磁阻抗  $Z_m$ 。

单相变压器空载实验的接线如图 3.17 所示。为了便于测量和安全起见,通常在低压侧加电压,将高压侧开路。为了测出空载电流和空载损耗随电压变化的曲线,外加电压  $U_1$  在  $0 \sim 1.2 U_{1N}$  范围内调节。在不同的电压下,测出对应的  $I_0$ 、 $U_2$  及  $p_0$ ,画出空载特性曲线  $I_0 = f(U_1)$ 、 $p_0 = f(U_1)$ ,如图 3.18 所示。在曲线上找出对应于  $U_1 = U_N$  时的空载电流  $I_0$  和空载损耗  $p_0$  作为计算励磁参数的依据。

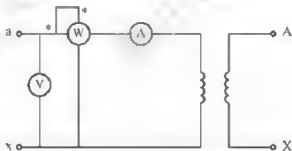


图 3.17 单相变压器空载实验接线图

根据所测数据可以求得

$$k = \frac{U_2}{U_{1N}}$$

$$I_0\% = \frac{I_0}{I_{1N}} \times 100\%$$

从空载运行时的等效电路可知,变压器空载时的总阻抗为

$$Z_0 = Z_1 + Z_m = (r_1 + jx_1) + (r_m + jx_m)$$

通常  $r_m \gg r_1$ 、 $x_m \gg x_1$ , 所以可认为  $Z_0 \approx Z_m = r_m + jx_m$ ,  $p_0 = p_{Fe} = I_0^2 r_m$ , 于是可计算出变压器的空载参数为

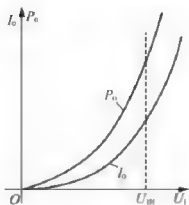


图 3.18 变压器的空载特性曲线

$$\begin{cases} Z_m = \frac{U_{1N}}{I_0} \\ r_m = \frac{P_0}{I_0^2} \\ x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2} \end{cases} \quad (3-39)$$

应当强调：①由于励磁参数与磁路的饱和程度有关，故应取额定电压下的数据来计算励磁参数；②对于三相变压器， $U_1$ 、 $I_0$ 、 $P_0$ 均为每相值；③由于铁心磁路具有磁滞现象，调节电压测量数据时应单方向励磁；④由于空载实验是在低压侧进行的，所以计算所得的励磁参数是从低压侧看进去的数值。如果需要折算到高压侧，应将上述参数均乘以  $k^2$ 。

### 3.4.2 变压器短路实验

变压器短路实验的目的是通过测量  $U_k$ 、 $I_k$  和  $P_k$ ，计算变压器的短路阻抗  $Z_k = r_k + jx_k$  及短路电压  $U_k\%$ 、额定短路损耗  $P_{kN}$ 。

单相变压器短路实验的接线如图 3.19 所示。为了便于测量，通常在高压侧加电压，将低压侧短路。调节外加电压，使短路电流  $I_k$  在  $0 \sim 1.2 I_{1N}$  范围内变化，在不同的电压下测出  $U_k$ 、 $I_k$  和  $P_k$ ，记录实验室的温度，画出短路特性曲线  $I_k - f(U_k)$  和  $P_k - f(U_k)$ ，如图 3.20 所示。

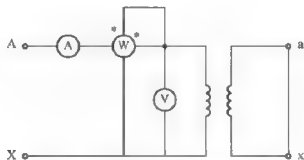


图 3.19 单相变压器短路实验的接线图

由于实验时外加电压比额定电压低得多，铁心中的主磁通很小，因此励磁电流很小，

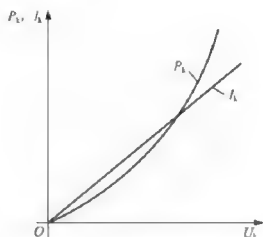


图 3.20 变压器的短路特性曲线

铁损耗很少, 可以认为励磁回路开路, 短路损耗即为绕组上的铜损耗, 即  $P_k = p_{cu} = I_k^2 r_k$ 。于是可计算出变压器的短路参数为

$$\begin{cases} Z_k = \frac{U_k}{I_k} \\ r_k = \frac{P_k}{I_k^2} \\ x_k = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2} \end{cases} \quad (3-40)$$

因电阻随温度而变化, 按照电力变压器的标准规定, 应把室温下 (设为  $\theta^\circ\text{C}$ ) 测得的短路电阻换算到标准工作温度  $75^\circ\text{C}$  时的值, 而漏电抗与温度无关。

对于铜线变压器

$$r_{k75^\circ\text{C}} = \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} r_k \quad (3-41)$$

对铝线变压器, 将式 (3-41) 中的 234.5 换成 228 即可。

对应  $75^\circ\text{C}$  时的短路阻抗值为

$$Z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{r_{k75^\circ\text{C}}^2 + x_k^2} \quad (3-42)$$

需要强调: ①对于三相变压器,  $U_k$ 、 $I_k$  和  $P_k$  均为一相的数值; ②当短路电流为额定值时, 短路损耗称为额定短路损耗, 用  $P_{kN}$  表示, 换算到  $75^\circ\text{C}$  时的值为  $P_{kN} = I_{1N}^2 r_{k75^\circ\text{C}}$ ; ③短路实验在高压侧进行, 得到的参数是从高压侧看进去的参数, 要想得到从低压侧看进去的参数, 必须进行折算。

在短路实验中, 当一次绕组的电流为额定电流时, 一次绕组所加的电压称为短路电压, 换算到  $75^\circ\text{C}$  时的值为  $U_{kN} = I_{1N} Z_{k75^\circ\text{C}}$ , 通常用它与额定电压之比的百分值来表示, 即

$$U_k\% = \frac{U_{kN}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{I_{1N} Z_{k75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} \times 100\% \quad (3-43)$$

它是额定电流在短路阻抗上的压降, 故也称作阻抗电压。

短路电压的有功分量 (也称电阻压降) 和无功分量 (也称电抗压降) 分别为



$$\begin{cases} U_{k\%} = \frac{I_{1N} r_{k75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} \times 100\% \\ U_{k\%} = \frac{I_{1N} x_k}{U_{1N}} \times 100\% \end{cases} \quad (3-44)$$

短路电压的大小反映了短路阻抗的大小,而短路阻抗又直接影响变压器的运行性能。从正常运行的角度看,希望短路电压小些,这样,当负载变化时,二次电压波动小;但从短路故障的角度看,则希望短路电压大一些,相应的短路电流就可以小些。一般中、小型电力变压器  $U_k\% = 4\% \sim 10.5\%$ ,大型电力变压器  $U_k\% = 12.5\% \sim 17.5\%$ 。

【例 3-1】一台三相电力变压器, Y/Y 接线, 额定容量  $S_N = 100\text{kVA}$ , 额定电压  $U_{1N}/U_{2N} = 6/0.4\text{kV}$ , 额定电流  $I_{1N}/I_{2N} = 9.63/144\text{A}$ 。在低压侧做空载试验, 额定电压下测得  $I = 9.37\text{A}$ ,  $P = 600\text{W}$ ; 在高压侧做短路试验, 测得  $I_k = 9.4\text{A}$ ,  $U_k = 317\text{V}$ ,  $P_k = 1920\text{W}$ , 实验时环境温度  $\theta = 25^\circ\text{C}$ 。求折算到高压侧的励磁参数和短路参数及短路电压的百分值。

解: 因为是 Y/Y 接线, 所以每相值为

$$k = \frac{U_{1N\phi}}{U_{2N\phi}} = \frac{6000/\sqrt{3}}{400/\sqrt{3}} = 15$$

$$Z_m = \frac{U_{2N\phi}}{I_0} = \frac{400/\sqrt{3}}{9.37} = 24.7(\Omega)$$

$$r_m = \frac{P_0}{I_0^2} = \frac{600/3}{9.37^2} = 2.28(\Omega)$$

$$x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2} = \sqrt{24.7^2 - 2.28^2} = 24.6(\Omega)$$

折算到高压侧的励磁参数为

$$Z'_m = k^2 Z_m = 15^2 \times 24.7 = 5558(\Omega)$$

$$r'_m = k^2 r_m = 15^2 \times 2.28 = 513(\Omega)$$

$$x'_m = k^2 x_m = 15^2 \times 24.6 = 5535(\Omega)$$

短路参数为

$$Z_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{317/\sqrt{3}}{9.4} = 19.5(\Omega)$$

$$r_k = \frac{P_k}{I_k^2} = \frac{1920/3}{9.4^2} = 7.24(\Omega)$$

$$x_k = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2} = \sqrt{19.5^2 - 7.24^2} = 18.1(\Omega)$$

对铜线变压器, 折算到  $75^\circ\text{C}$  时的短路参数为

$$r_{k75^\circ\text{C}} = r_k \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} = 7.24 \times \frac{234.5 + 75}{234.5 + 25} = 8.63(\Omega)$$

$$Z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{r_{k75^\circ\text{C}}^2 + x_k^2} = \sqrt{8.63^2 + 18.1^2} = 20(\Omega)$$

$$P_{kN} = 3 I_{1N}^2 r_{k75^\circ\text{C}} = 3 \times 9.63^2 \times 8.63 = 2400(\text{W})$$

$$U_{kN} = \sqrt{3} I_{1N} Z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{3} \times 9.63 \times 20 = 334(\text{V})$$

短路电压及其有功分量和无功分量百分比分别为

$$U_k \% = \frac{U_{kN}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{334}{6000} \times 100\% = 5.57\%$$

$$U_{k\alpha} \% = \frac{I_{1N} r_{k0.75}}{U_{1N\phi}} \times 100\% = \frac{9.63 \times 8.63}{6000/\sqrt{3}} \times 100\% = 2.40\%$$

$$U_{kp} \% = \frac{I_{1N} x_k}{U_{1N\phi}} \times 100\% = \frac{9.63 \times 18.1}{6000/\sqrt{3}} \times 100\% = 5.03\%$$

### 3.4.3 变压器的标么值

在工程计算中,许多参量往往不用实际值表示,而是用实际值与某一选定的该参量的基准值(与实际值同单位)之比来表示,称为该参量的标么值(或相对值),即

$$\text{标么值} = \frac{\text{实际值}}{\text{基准值}}$$

在变压器和电机中,通常取该参量的额定值作为基准值。例如取一次和二次额定电压  $U_{1N}$ 、 $U_{2N}$  作为一次和二次电压的基准值;取一次和二次额定电流  $I_{1N}$ 、 $I_{2N}$  作为一次和二次电流的基准值;取额定容量  $S_N$  作为变压器功率的基准值;取  $Z_{1N} = \frac{U_{1N}}{I_{1N}}$ 、 $Z_{2N} = \frac{U_{2N}}{I_{2N}}$  分别作为一次阻抗和二次阻抗的基准值。

为了区别标么值和实际值,在实际的符号右上方标“\*”来表示该量的标么值。例如  $U_1^* = \frac{U_1}{U_{1N}}$ ,  $I_1^* = \frac{I_1}{I_{1N}}$ ,  $Z_1^* = \frac{Z_1}{Z_{1N}} = \frac{I_{1N} Z_1}{U_{1N}}$  等。

采用标么值表示时

$$\begin{cases} Z_m^* = \frac{Z_m}{Z_{1N}} = \frac{U_{1N}/I_0^*}{U_{1N}/I_{1N}} = \frac{U_{1N}^*}{I_0^*} = \frac{1}{I_0^*} \\ r_m^* = \frac{r_m}{Z_{1N}} = \frac{p_0/I_0^2}{U_{1N}/I_{1N}} = \frac{p_0/S_N}{I_0^{*2}} = \frac{p_0^*}{I_0^{*2}} \end{cases} \quad (3-45)$$

式(3-45)说明,无论用标么值表示,还是用实际值表示,基本方程的形式不变。

标么值与百分值相似,均属于无量纲的相对单位制,它们之间的关系是百分值=标么值 $\times 100$ (%)。

采用标么值有以下优点。

(1) 标么值可以简化各量的数值,并能直观地看出变压器的运行情况。例如某量为额定值时,其标么值为1;若  $I_2^* = 0.9$ ,表明该变压器带90%的负载。

(2) 用标么值表示时,电力变压器的参数和性能指标总在一定的范围之内,便于分析比较。例如短路阻抗  $Z_k^* = 0.04 \sim 0.175$ ,空载电流  $I_0^* = 0.02 \sim 0.10$ 。

(3) 采用标么值计算时,折算前、后的标么值相等,因此不需要折算。例如

$$U_2' = \frac{U_2'}{U_{1N}} = \frac{kU_2}{kU_{2N}} = \frac{U_2}{U_{2N}} = U_2^* \quad (3-46)$$

(4) 三相变压器线电压、线电流的标么值和相电压、相电流的标么值相等。

### 3.5 变压器的运行特性

变压器一次绕组外接额定交流工频电压,对于二次绕组侧的负载来说,变压器就相当于它的电源,所以根据负载对电源的要求,很重要的一点就是电源的工作性能必须稳定。判断变压器运行性能好坏的特性指标有两个:外特性和效率特性。

#### 3.5.1 变压器的外特性

变压器的外特性定义是当变压器一次绕组外接电压  $U_1$  不变,负载侧功率因数  $\cos\varphi_2$  为常数时,变压器二次侧输出电压  $U_2$  和二次侧电流  $I_2$  的关系曲线,即  $U_2 = f(I_2)$ 。

由前边的分析知道,变压器的一次绕组和二次绕组均存在漏阻抗,所以在变压器运行有负载电流流经变压器绕组时,会在漏阻抗上产生电压降,所以变压器二次侧负载两端输出电压会产生相应的变化,输出电压随负载电流  $I_2$  变化趋势会随着负载性质的不同而不同。负载为感性负载时,特性曲线下垂;负载为容性负载时,特性曲线上扬。变压器带不同负载时的外特性如图 3.21 所示。

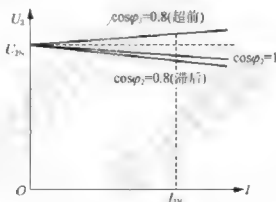


图 3.21 变压器的外特性

表征输出电压  $U_2$  随负载电流  $I_2$  的变化程度一般采用电压变化率这一性能指标。电压变化率的定义具体来说,就是变压器一次绕组外接 1 频额定电压,当负载功率因数一定,变压器空载运行时的二次输出空载电压  $U_2$  与变压器负载运行时的二次输出负载电压  $U_2$  之差再和二次额定输出电压  $U_{2N}$  之比,且当变压器空载运行时,有  $U_1 = U_{1N}$ ,  $I_2 = 0$ ,  $U_2 = U_{2N}$ 。

电压变化率是衡量变压器输出电压稳定性的一项重要性能指标。

当变压器不在额定负载运行时,电压变化率可以表示为

$$\Delta U = I_2^* (R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2) \times 100\% \quad (3-47)$$

式中,  $R_k^* = \frac{I_{1N} R_k}{U_{1N}}$ ,  $X_k^* = \frac{I_{1N} X_k}{U_{1N}}$ ,  $I_2^* = \frac{I_2}{I_{2N}}$ 。

#### 3.5.2 变压器的效率特性

变压器的主要作用除了可以实现电压变换之外,还可以实现能量的传递,那么在能量

传递过程中,肯定会出现能量的损耗,所以变压器输出功率比输入功率小。

### 1. 变压器损耗

当变压器负载运行时,产生的损耗分为铁耗和铜耗两类。

当变压器空载运行时,由 3.2 节所述可知,铁损耗  $p_{Fe}$  近似等于空载损耗  $p_0$ 。铜损耗是电流流过变压器一次绕组和二次绕组所造成的损耗,正比于电流的平方。当变压器短路运行时,只需要不到 10% 的额定电压就可以使短路电流达到额定值,此时主磁通很小,所以铁损耗和励磁电流可忽略,此时的短路损耗  $p_k$  就属于铜损耗,大小为

$$p_{Cu} = I_1^2 r_1 + I_2'^2 r_2' = I_2'^2 r_k = \left(\frac{I_2'}{I_{2N}}\right)^2 I_{2N}^2 r_k = \alpha^2 p_k \quad (3-48)$$

式中,  $\alpha$  为负载系数,等于负载电流除以额定负载电流,即  $\alpha = I_2 / I_{2N}$ 。

所以总损耗

$$\sum p = p_{Fe} + p_{Cu} \approx p_0 + \alpha^2 p_k \quad (3-49)$$

通过空载实验和短路实验,可方便计算获得  $p_0$  和  $p_k$ 。

### 2. 变压器效率

变压器效率的定义是指变压器输出功率  $P_2$  和输入功率  $P_1$  之比,可以表示为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} \times 100\% \quad (3-50)$$

因为变压器的电压变化率很小,大约 5%,忽略不计,会有

$$U_2 = U_{20} = U_{2N} \\ P_2 = U_{2N} I_2 \cos \varphi_2 = U_{2N} \alpha I_{2N} \cos \varphi_2 = \alpha S_N \cos \varphi_2 \quad (3-51)$$

所以变压器效率可表示为

$$\eta = \frac{\alpha S_N \cos \varphi_2}{\alpha S_N \cos \varphi_2 + p_0 + \alpha^2 p_k} \times 100\% \quad (3-52)$$

一般电力变压器的效率会达到 95% 以上。

### 3. 变压器效率特性

变压器的效率特性是指变压器的效率随负载系数  $\alpha$  或负载电流  $I_2$  的变化趋势。由式 (3-52) 可以推出

$$\frac{d\eta}{d\alpha} = 0 \Rightarrow \alpha = \sqrt{p_0/p_k} \Rightarrow \alpha^2 p_k = p_0 \Rightarrow p_{Cu} = p_{Fe} \quad (3-53)$$

可见,当变压器的可变损耗等于不变损耗时,变压器的效率达到最大。图 3.22 所示为变压器的效率特性。

从图 3.22 中可看出,负载比较小时,变压器效率会随着负载的增加而增大;负载较大时,变压器的效率则会随着负载的增加而减小。

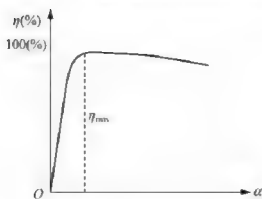


图 3-22 变压器的效率特性

### 3.6 三相变压器

当前国内普遍采用三相供电方式，所以在日常生产和生活中，三相变压器的使用相当广泛。在对三相变压器进行定性分析和定量计算时，往往认为三相变压器所带的三相负载是对称的，每相电压和电流的大小均相等，但是相位互差  $120^\circ$ 。所以实际上，可以选取变压器三相中的任意一相来分析，前面分析单相变压器的电压平衡方程式、等效电路和相量图均适用。但是三相变压器毕竟还有自己独特的特点，比如磁路、连接组别等方面，下面进行详细分析。

#### 3.6.1 三相变压器磁路系统

由于变压器的结构不同，其磁路系统也不同。本处以三相芯式变压器结构为例，如图 3.23 所示，将三相规格相同的单相变压器各自取出一个铁心柱为一根公用的铁心柱。这样一来，三相变压器的磁路对称并且彼此相关，因为三相磁通大小相等，则通过中间铁心柱的磁通就可以表示成  $\sum \Phi_m = \Phi_A + \Phi_B + \Phi_C = 0$ ，因此可以将公用的铁心柱省略，如图 3.23 (b) 所示，这样并不会影响三相变压器的磁路。为了方便生产，通常将 3 根铁心柱放在相同平面上，就变成了图 3.23 (c) 所示的结构。可见，三相芯式变压器每一相的磁路要想闭合，必须借助于其他两相，又因为中间相的磁路短于其他两相，所以当外接三相对称电压时，三相绕组的励磁电流并不相等，中间相的励磁电流最小。这种不对称，并不影响变压器的正常运行，所以常常忽略不计。

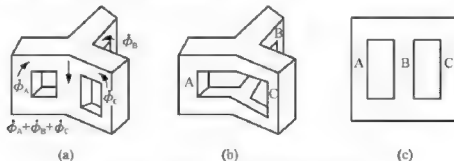


图 3-23 三相芯式变压器磁路演变过程

### 3.6.2 三相变压器的联结方式

三相变压器由于其结构的特点,联结方式可以分为两种:星形(Y)联结和三角形(D)联结。所以,变压器一次绕组和二次绕组的组合方式就有4种:Y/Y、Y/D、D/Y、D/D。正是由于变压器一次绕组和二次绕组的不同联结方式,使得变压器的分析变得复杂,出现不同的相位差,增加了对引出线的判断难度。要想正确地判断一个绕组的极性和相位,首先应清楚以下几个问题。

#### 1. 符号规定

习惯上,高压绕组采用A、B、C(或U、V、W)表示绕组的首端,用X、Y、Z表示绕组的末端;低压绕组采用a、b、c(或u、v、w)表示绕组的首端,用x、y、z表示绕组的末端。

#### 2. 同名端

为了弄清变压器一次绕组和二次绕组的电动势之间的相位关系,首先说明一个概念——同名端。所谓同名端,是指在任意瞬时,当变压器一次绕组的某一端为高电位时,二次绕组就相应一端也为高电位,并始终保持极性一致,则这两个绕组的相同极性端就称为同极性端或同名端。相应地,同时为低电位的一次绕组和二次绕组的绕组端点也称为同名端。同名端用“\*”或“·”标记。

#### 3. 电动势矢量的方向和绕组同名端之间的关系

如何判断原、副边两侧的电动势正方向是否相同呢?通常的做法是当原、副边两侧的电动势正方向都是从相同的极性端或同名端指向另一端时,认为原、副边绕组电动势同相位或同方向;否则,原、副边绕组电动势方向相反。

其中,掌握最基本的一点:同一磁柱上的原、副边绕组上的电动势总是在同一轴向上,方向也只有两种可能,或为同方向或为反方向,如图3.24所示。

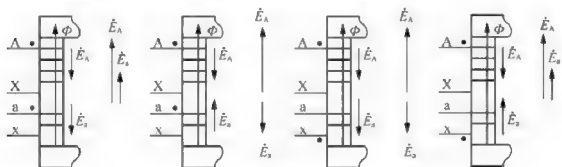


图3.24 同一磁柱上原边与副边电动势方向的判定

#### 4. 变压器连接组别的判定方法

按照惯例,用变压器一次绕组和二次绕组电动势的相位差来表示变压器的接线组别,常常采用时钟表达方式。将变压器一次绕组的线电动势 $\dot{E}_{AB}$ 作为时钟的分针,二次绕组的线电动势 $\dot{E}_{ab}$ 作为时钟的时针,并将两者画在一起,在 $\dot{E}_{ab}$ 和 $\dot{E}_{AB}$ 之间的相位差确定后,将



两个矢量同时旋转,使矢量  $\dot{E}_{AB}$  指向 12 点方向,则变压器一次绕组和二次绕组电动势之间的相位差就通过时钟的钟点很清楚地表示出来了。

#### 5. 判断变压器连接组别的步骤

(1) 首先,确定同一磁柱上的一次绕组和二次绕组相电动势的方向,如果电动势  $\dot{E}_A$  和  $\dot{E}_a$  都是从相同的极性端或同名端指向另一端时,则方向为同向,否则为反向。

画时,可以先确定 A 相,其余相电动势可以根据对称性依次画出。这样可以分别画出原边和副边的矢量图。为了观察方便,通常将  $\dot{E}_A$  和  $\dot{E}_a$  适量画在同一起点上或同一轴线上,以便于比较和分析。

(2) 其次,分别连接原、副边的相电动势,画出原、副边各自的线电动势。画时,可以先画出 A 相原边的线电动势  $\dot{E}_{AB}$  和副边的线电动势  $\dot{E}_{ab}$ ,然后,依次画出其他各相线电动势。在实际操作中,只画出一相就可以了。

(3) 最后,比较原边的线电动势  $\dot{E}_{AB}$  和副边的线电动势  $\dot{E}_{ab}$ ,或其他各对应的线电动势之间的相位差,然后,将相量图整体旋转,将原边线电动势作为时钟的分针,使其指向 12 点方向;副边的电动势作为时钟的时针,根据时针的位置判断出是几点钟,从而确定变压器的接线组别。

对于 Y/Y 连接方式,最终得到的连接组别是 0、2、4、6、8、10 共 6 个偶数;对于 Y/D 连接方式,则最终得到的连接组别是 1、3、5、7、9、11 共 6 个奇数。

【例 3-2】 (1) Y/Y 接法线路如图 3.25 (a) 所示,试判断下列变压器的连接组别。

解:首先,根据同一磁柱上的原、副边绕组的同名端与电动势之间的关系是否一致来判定相电动势  $\dot{E}_A$  和  $\dot{E}_a$  相量是否同向。由图 3.25 (a) 可以看出,正方向都是指向同名端的,所以是同向的。

然后,根据三相交流电的对称性,画出矢量图,如图 3.25 (b) 所示。同时,画出原边线电压  $\dot{E}_{AB}$  和副边线电压  $\dot{E}_{ab}$  矢量,确定它们的相位差,从而确定几点钟,显然,在图 3.25 (b) 中的变压器组别是 Y/Y-0。图中画出两个同心的虚线圆是为了保证相量图的对称性。

(2) Y/Y 接法线路如图 3.26 (a) 所示,试判断下列变压器的连接组别。

解:方法同上,显然,在图 3.26 (b) 中,  $\dot{E}_{AB}$  和  $\dot{E}_{ab}$  之间相差  $120^\circ$ ,时钟为 8 点钟。

(3) Y/D 接法线路如图 3.27 (a) 所示,试判断下列变压器的连接组别。

解:方法同上,显然,在图 3.27 (b) 中,  $\dot{E}_{AB}$  和  $\dot{E}_{ab}$  之间相差  $30^\circ$ ,时钟为 11 点钟。

总结以上画法,可以画出各种组别的相量图,从而辨别出不同变压器的组别。

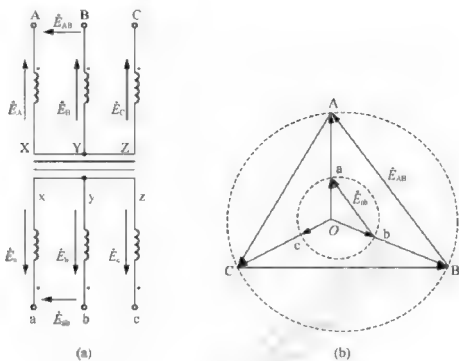


图 3.25 Y/Y-0 连接组别

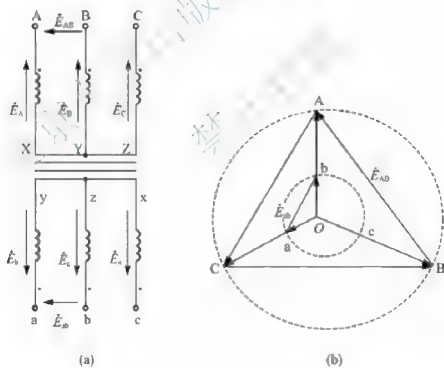


图 3.26 Y/Y-8 连接组别

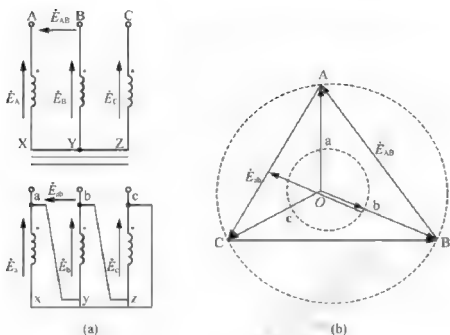


图 3.27 Y/D-11 连接组别

### 3.7 特殊变压器

#### 3.7.1 自耦变压器

普通变压器是一次绕组和二次绕组缠绕在同一根铁心柱上,彼此绝缘,互相之间没有直接电路联系,只有磁的关系,通过电磁感应原理工作。而自耦变压器不同,它是将普通变压器中的一次绕组和二次绕组串联,变成一次绕组,取出一次绕组的部分作为自耦变压器的二次绕组,如图 3.28 所示,自耦变压器同普通变压器不一样,它的一次绕组和二次绕组之间既有磁路联系,又有直接电路的联系。

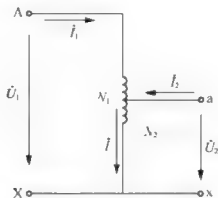


图 3.28 降压自耦变压器原理图

自耦变压器和额定容量相同的普通变压器相比,自耦变压器体积小、节省了原材料和

投资费用、损耗小、效率高,主要用于联系不同电压等级的电力系统。如果图 3.28 中 a 处的接线可以通过一定装置使其可沿着一次绕组上下滑动,在输入电压不变的前提下可得到不同的  $U_1$  值,这种自耦变压器在许多专业实验室中常见,常叫它调压器。

虽然自耦变压器结构与普通变压器不同,但是两侧的磁动势、电动势关系没有任何改变。

### 3.7.2 电压互感器

普通仪器在测量高电压、大电流信号时往往容易发生损坏,同时,可能危害到测量人员的人身安全,在这两种情况下,均需要对被测量的电压或电流信号进行变换,于是应运而生出了能够实现电压和电流信号变换的装置——电压互感器和电流互感器。

电压互感器实际上就是一台降压变压器,所以,其结构与单相变压器一样,具体结构如图 3.29 所示。电压互感器的一次绕组接在被测量的高电压上,二次绕组侧通过具有很大内阻的电压表形成回路,但是,由于电压表的内阻非常大,所以,实际上此时的互感器相当于工作在开路状态,也就是空载运行状态。

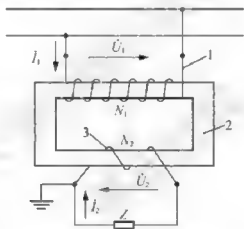


图 3.29 电压互感器结构原理图

由于一次绕组匝数  $N_1$  远远大于  $N_2$ , 所以, 也符合了我们刚刚所介绍的电压互感器实际上是一个降压变压器的说法。要想知道被测量的高电压的大小, 只要读出二次绕组所并联的电压表读数, 再乘上变比  $k$  即可。

电压互感器在使用时应该注意以下问题。

- (1) 电压互感器的二次绕组不允许短路, 否则会产生很大的短路电流, 损坏互感器的绕组。
- (2) 电压互感器的二次绕组和铁心必须可靠接地, 以保证安全。
- (3) 当所测量的电压值一定时, 二次负载的阻抗值不能太小, 否则负载上所流经的电流过大, 影响互感器的测量精度。

### 3.7.3 电流互感器

电流互感器实际上就是一台升压变压器, 其结构和单相变压器一样, 具体结构如图

3.30 所示。电流互感器的一次绕组接在被测量的高电流回路中，二次绕组则串联电流表形成回路，但是，由于电流表的内阻非常小，所以，实际上此时的互感器相当于工作在短路状态，也就是一台工作在短路状态的升压变压器。

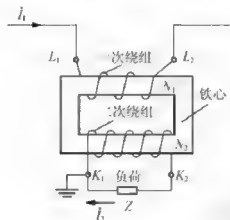


图 3.30 电流互感器结构原理图

由于一次侧绕组匝数  $N_1$  远远小于  $N_2$ ，所以，也符合了我们刚刚所介绍的电流互感器实际上是一个升压变压器的说法。要想知道被测量的大电流数值，只要读出二次绕组所串联的电流表读数，再除以变比  $k$  即可。

电流互感器在使用时应该注意以下问题。

(1) 二次绕组不允许开路，当二次绕组侧开路时，电流互感器就等同于变压器空载运行状况，一次绕组流过的电流就全部成为励磁电流，使铁心中的磁通迅速增加，不但可以使铁心过热损坏，同时会在二次绕组侧产生很高的电动势，可以击穿绝缘设备，危及操作人员的安全，所以，在使用或更换电流表时，二次绕组必须短路。

(2) 电流互感器的二次绕组和铁心必须可靠接地，以保证安全。

(3) 二次绕组侧所接仪表阻抗必须很小，否则会产生较大的阻抗压降，影响测量精度。

另外，在许多实验室或给仪表供电时，常用到隔离变压器，它就是一次和二次绕组匝数相等的普通变压器。

### 阅读材料：

#### 法拉第、亨利与变压器

变压器是根据电磁感应定律，将交流电变换为同频率、不同电压交流电的非旋转式电机。因此，变压器是随着电磁感应现象的发现而诞生，经过许多科学家不断完善、改进而形成的。1888 年，英国著名物理学家弗来明（J. A. Fleming, 1849—1945 年）在他的名著 *The Alternating Current Transformers*（交流变压器）中开宗明义地说：“At the head of this long line of illustrious investigators stand the pre-eminent names of Faraday and Henry. On the foundation stones of truth laid done by them all subsequent builders have been content to rest”（在一大批研究变压器的杰出人士中，领头的是巨人法拉第和亨利，他们奠定了真理的基石，而所有后来者则致力于大厦的完成）。追溯变压器的发明史，还得从

法拉第和亨利说起。

1831年8月29日,法拉第进行了磁生电的实验,发现了电磁感应现象。法拉第进行这个实验的装置实际上是世界上第一只变压器雏形,以后法拉第又做了数次实验。1831年11月24日,法拉第向英国皇家学会报告了他的实验及其发现,从而使法拉第被公认为电磁感应现象的发现者,他也顺理成章地成为变压器的发明人。

但实际上最早发明变压器的是美国著名科学家亨利。1830年8月,时为纽约奥尔巴尼(Albany)学院教授的亨利利用学院假期,成功进行了磁生电实验。亨利还发现,改变线圈匝数可以将大电流变为小电流,也可将小电流变为大电流。实际上,亨利的这个实验是电磁感应现象非常直观的关键性实验,亨利的这个实验装置实际上也是一台变压器的雏形。但是,亨利做事谨慎,他没有急于发表他的实验成果,他还想再做一些实验。然而假期已过,他只得将这件事搁置一旁。后来他又进行了多次实验,直到1832年才将实验论文发表在《美国科学和艺术杂志》第7期上。但是,在此之前,法拉第已经公布了他的电磁感应实验,因此电磁感应现象的发明权只能归法拉第,变压器的发明权也非法拉第莫属了。亨利虽然非常遗憾地与电磁感应现象的发现权和变压器的发明权擦肩而过,但他在电学上的贡献、对变压器发明的贡献则是有目共睹的。特别值得一提的是,亨利的实验装置比法拉第的感应线圈更接近于现代通用的变压器。

## 小结

本章介绍变压器,首先对变压器的工作原理与结构进行了阐述。

变压器一次侧有输入,二次侧开路时,称为变压器的空载运行;若二次侧外接负载并形成回路时,称为变压器负载运行。本章首先介绍空载运行,包括空载运行时各电磁关系、等效电路及相量图;负载运行时情况较为复杂,除详细介绍其电磁关系之外,为了便于分析,根据一定的原则,常采用将一侧绕组折算到另一侧的方法进行分析,称为变压器绕组的折算,折算过后就可以绘制出变压器负载运行时的等效电路及其相量图。

变压器电磁参数众多,常采用空载实验和短路实验的方式获取一定的数据,进而推算出各电磁参数值。

在工程实际中,为了便于分析、称呼及使用,引入了标幺值的概念,它没有量纲,纯粹为了方便起见。

在运行特性方面,主要介绍了变压器的外特性和效率特性。

针对电力变压器领域主要采用的三相变压器,本章专门进行了介绍,包括其磁路系统、三相联结方式,并举例分析。

最后,针对一些较为常见的特殊变压器进行了简要介绍,包括自耦变压器(调压器)、电压互感器、电流互感器。

## 习题

1. 变压器空载时的主磁通是由\_\_\_\_\_产生的;而负载时的主磁通是由\_\_\_\_\_产生的。

2. 当电源频率一定时,变压器的主磁通幅值随电压升高而\_\_\_\_\_,随一次绕组匝数增加而\_\_\_\_\_。



3. 额定电压为 220/110V 单相变压器, 低压边漏电抗  $x_1 = 0.3\Omega$ , 折合到原边后大小为  $\underline{\hspace{2cm}}\Omega$ 。

4. 变压器的额定容量指的是额定状态下的  $\underline{\hspace{2cm}}$  功率。

5. 变压器在负载情况下, 简化后的等效电路, 省略掉了  $\underline{\hspace{2cm}}$  阻抗; 把一次绕组漏阻抗和二次绕组漏阻抗合成为  $\underline{\hspace{2cm}}$  阻抗。

6. 一般电压互感器的二次绕组匝数  $\underline{\hspace{2cm}}$  一次绕组匝数; 电流互感器的二次绕组匝数  $\underline{\hspace{2cm}}$  一次绕组匝数。

7. 变压器油在变压器中起 ( ) 作用。

- A. 绝缘介质  
B. 冷却介质  
C. 绝缘介质和冷却介质  
D. 防止器身与空气接触

8. 当变压器空载时, 不考虑漏磁通, 与其主磁通大小无关的是 ( )。

- A. 铁心材质与几何尺寸  
B. 输入电压  
C. 电流频率  
D. 一次绕组匝数

9. 当变压器带电阻负载运行时, 输入功率的性质为 ( )。

- A. 全部是有功功率  
B. 全部是无功功率  
C. 有功功率和容性无功功率  
D. 有功功率和感性无功功率

10. 下面关于变压器损耗的叙述中错误的是 ( )。

- A. 变压器的损耗分为铁损耗和铜损耗两类  
B. 变压器的损耗主要是铜损耗  
C. 变压器短路运行时, 主磁通很小, 铁损耗和励磁电流均可忽略  
D. 通过空载实验和短路实验, 可以获得变压器的主要损耗值

11. 变压器能否对直流电压进行变换? 为什么?

12. 变压器铁心的主要作用是什么? 其结构特点怎样?

13. 当变压器空载运行时, 为什么功率因数不会很高?

14. 当变压器负载运行时, 绕组折算的准则是什么?

15. 什么电压互感器在工作时不允许二次侧短路? 什么电流互感器在工作时不允许二次侧开路?

16. 有一台单相变压器, 额定容量  $S_N = 500\text{kV}\cdot\text{A}$ , 额定电压  $U_{1N}/U_{2N} = 10/0.4\text{kV}$ , 求一次侧和二次侧的额定电流。

17. 有一台三相变压器, 额定容量  $S_N = 2500\text{kV}\cdot\text{A}$ , 额定电压  $U_{1N}/U_{2N} = 10/6.3\text{kV}$ , Y/D 连接。求一次侧和二次侧的额定电流。

18. 一台三相变压器, 容量为  $S_N = 60\text{kV}\cdot\text{A}$ , 用 400V 的线电压给三相对称负载供电, 设负载为 Y 形联结, 每相负载阻抗为  $Z_L = (3 + j)\Omega$ , 问此变压器是否可以带动该负载?

19. 一台三相变压器,  $S_N = 750\text{kV}\cdot\text{A}$ ,  $U_{1N}/U_{2N} = 10000\text{V}/400\text{V}$ ,  $f = 50\text{Hz}$ , Y/D 接法, 原边绕组每相电阻  $r_1 = 0.85\Omega$ ,  $x_1 = 3.55\Omega$ , 励磁阻抗  $r_m = 201.98\Omega$ ,  $x_m = 2211.34\Omega$ , 试求: ①原、副边额定电流  $I_{1N}$ 、 $I_{2N}$ ; ②变压器的变比  $k$ ; ③空载电流  $I_0$  占

原边额定电流  $I_N$  的百分数；④原边相电压、相电动势及空载时漏抗压降，并比较三者的大小。

20. 一台三相变压器， $S_N = 100\text{kV} \cdot \text{A}$ ， $U_{1N}/U_{2N} = 6000\text{V}/400\text{V}$ ， $I_{1N}/I_{2N} = 9.63\text{A}/144\text{A}$ ， $Y/y_n$  接法，在环境温度  $\theta = 20^\circ\text{C}$  时进行空载和短路试验，测得数据见表 3-1。

表 3-1 空载试验和短路试验数据

空载试验 (低压边加压)			短路试验 (高压边加压)		
$U_0/\text{V}$	$I_0/\text{A}$	$P_0/\text{W}$	$U_k/\text{V}$	$I_k/\text{V}$	$P_k/\text{W}$
400	9.37	600	317	9.4	1920

试求：①变比  $k$  和励磁参数  $Z_m$ 、 $R_m$ 、 $X_m$ ；②短路参数  $Z_k$ 、 $R_k$ 、 $X_k$ 。

# 第4章

## 交流电机

**关键术语：**交流电机绕组，绕组电动势和磁动势，旋转磁场，异步电机工作原理，转差率，三相异步电动机电磁分析，等效电路，功率和转矩，单相异步电动机起动，同步电机原理。

**学过本章后，读者将能够：**

理解交流电机绕组的基本概念，能读懂绕组接线图；

理解相绕组电动势公式，可熟练描述出交流电机旋转磁场的形成；

熟练掌握异步电动机工作原理、各额定值意义，以及转差率的概念；

借助三相异步电动机的等效电路，可熟练描述出各参数的物理意义，理解各电量关系式；

掌握三相异步电动机的功率关系、转矩关系；

了解三相异步电动机运行特性，理解空载实验和短路实验方法；

可自信地说出单相异步电动机没有自起动能力的原因；

能比较同步电机与异步电机在结构和工作原理方面的异同。

**引例：**

图 4.1 所示分别为农业灌溉或高层建筑物加压供水所用的水泵、家用洗衣机、工业自动化中的电动流水线和高铁列车，这些都需要电产生动力才能工作，它们大多是由交流电机拖动的。

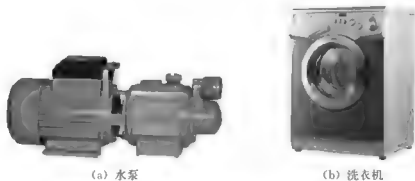


图 4.1 交流电机的应用场合举例



(c) 工业自动化流水线



(d) 高铁列车

图 4.1 交流电机的应用场合举例 (续)

当然,交流电机应用场合远不止这些。据统计,全世界 90% 以上的电能由交流发电机产生,又有 70% 以上的电能被交流电动机所消耗。离开了交流电机,让人类的现代社会生活退后至少 50 年,这么说一点也不为过。

从运行原理上来说,交流电机包括异步电机和同步电机;从电源角度说,交流电机一般包括三相交流电机和单相交流电机;从机电能量转换角度又分为交流发电机和交流电动机。无论异步和同步,三相和单相,还是发电机电动机,交流电机都有一定的共性。本章从共性问题开始,逐步介绍常见的各类交流电机的原理、结构、电磁关系等知识。

## 4.1 交流电机的定义和分类

工作电源为交流电的电机统称为交流电机,如前所述,交流电机分为异步电机和同步电机两大类。

异步电机按相数分为三相异步电机和单相异步电机两类。由于异步电动机结构简单、价格便宜、运行可靠、易于控制,以及维护方便,因而其运用极为广泛,是所有电动机中运用最为广泛的一种。据统计,在电网的动力负载中,异步电动机占 70% 以上。例如,机床、轧钢设备、采矿设备、起重运输设备、水泵、鼓风机等,大部分都用三相异步电动机来拖动。单相异步电动机视功率较小,在由单相交流配电系统供电的应用场合得到广泛应用,众多家用电器,例如,洗衣机、电风扇、电冰箱、空调等,常采用单相异步电动机作为动力。

同步电机按功能分为同步发电机和同步电动机两种。同步发电机运用得最为广泛,在现代电力系统中,绝大部分交流电能是由三相同步发电机发出的。当然,同步电机也可作为电动机使用。同步电机具有功率因数可调节的优点,可改善电网的功率因数。

异步电机和同步电机励磁方式和运行特性虽然有较大差别,但它们内部发生的电磁现象和能量转换原理是基本相同的,本章首先就交流电机的共性问题展开分析讨论,然后分别介绍各种交流电机。

## 4.2 交流电机的绕组

交流电机的绕组是指其定子上的绕组,一般称为电枢绕组。电枢绕组是交流电机的重要



要部件,在电机工作时绕组将产生感应电动势,流过电流并产生电磁转矩,进而实现机电能量转换,是交流电机的心脏与枢纽。

绕组制造要花费大量工时,其所用导电材料和绝缘材料较贵,绕组又是电机中比较容易损坏的部分。因此,对交流电机绕组的设计和制造要求较高。

通常,交流电机的绕组需满足以下基本要求。

- (1) 在一定导体数下,产生较大的基波电动势和基波磁动势。
- (2) 在三相绕组中,要求各相的基波电动势及基波磁动势必须对称,即三相大小相等而相位上互差  $120^\circ$ ,并且三相阻抗也要求相等。
- (3) 电动势与磁动势波形力求接近正弦波,即要求其谐波分量尽可能小。
- (4) 用铜(铝)量要少。
- (5) 机械强度和绝缘性能可靠,散热条件好,制造和维修方便。

交流绕组按槽内层数分为单层绕组和双层绕组,单层绕组又分为链式、交叉式和同心式绕组;双层绕组又分为叠绕组和波绕组;按每极每相槽数是整数还是分数来分,又分为整数槽绕组和分数槽绕组。

与直流电机的电枢绕组类似,交流电机绕组也是由结构和形状相同的线圈构成的,线圈可分为多匝线圈和单匝线圈,每个线圈包括有效边和端部两部分。

下面先介绍交流电机绕组的一些基本概念。

#### 1. 电角度

一台电机转子铁心的端面是圆,其机械角度为  $360^\circ$ 。但从磁场角度看,一对 N、S 磁极便是一个交变周期,即一对磁极为  $360^\circ$  电角度。若电机有  $p$  对磁极,则沿气隙的圆周的电角度为  $p \times 360^\circ$ 。

#### 2. 槽距角 $\alpha$

$\alpha$  为相邻两槽之间的电角度距离,其表达式为

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z} \quad (4-1)$$

式中,  $Z$  为电机的总槽数。

#### 3. 每极每相槽数 $q$

$q$  为每个主极面下每相所占的槽数,其表达式为

$$q = \frac{Z}{2pm} \quad (4-2)$$

式中,  $m$  为交流电机(绕组)的相数。

#### 4. 线圈节距 $y_1$

一个线圈的两个有效边之间所跨的距离称为节距  $y_1$ ,用槽数表示。线圈节距一般总是等于或小于极距。

#### 5. 相带

相带为每个主极面下每相绕组所占有的宽度,用电角度表示。

一个主极面的宽度用电角度表示为  $180^\circ$ ，平均分配到  $m$  相。三相电机  $m=3$ ，其相带为  $60^\circ$ 。如果将一对极所对应的定子铁心三等分，每相带为  $120^\circ$ ，也可得到三相对称绕组，但其性能不如  $60^\circ$  相带，所以一般均采用  $60^\circ$  相带绕组。

下面分别通过一个单层绕组和一个双层绕组来说明三相交流电机绕组的组成。

图 4.2 所示为三相单层绕组中一相绕组的连接图。该电机有 2 个主极，12 个槽，每槽中放置一根导体，图中数字 1, 2, 3, ... 表示它们的槽号。极距  $\tau = Z/2p = 12/(2 \times 1) = 6$ ，每极每相槽数  $q = 12/(2 \times 1 \times 3) = 2$ ，为整数槽绕组且  $q > 1$ ，表示组成每相绕组的  $q$  个线圈嵌放在沿圆周分布的相邻槽内，该绕组称为分布绕组（相对于集中式绕组来说）。可见，图 4.2 所示的绕组为三相单层整数槽分布绕组。

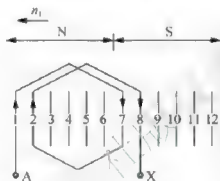


图 4.2 三相单层绕组接线图（一相）

此电机每相绕组有 4 个槽，只能嵌放两个线圈，第一个线圈的两个圈边分别放在 1 和 7 号两个槽内，第二个线圈的两个圈边分别放在 2 和 8 两个槽内，线圈节距  $y_1 = \tau = 6$ ，所以是整距绕组。然后，将两个线圈串联，即第一个线圈的圈边 7 和第二个线圈的圈边 2 相连，由 1 和 8 分别引出两根引出线，作为 A 相绕组的首端 A 和末端 X，这样便形成了三相绕组中的一相。另外两相也可用同样的方法组成。

但需要注意的是三相绕组的 3 个首端之间应互差  $120^\circ$  电角度。由于此电机的槽距角  $\alpha = (1 \times 360^\circ)/12 = 30^\circ$ ， $120^\circ$  占 4 个槽，因此，A 在 1 号槽，则 B 相绕组首端 B 应在 5 号槽，C 相绕组首端 C 应在 9 号槽。各相所属的槽号见表 4-1。

表 4-1 绕组的每相槽号（单层、1 对极）

极性	N 极			S 极		
相属	A	Z	B	X	C	Y
槽号	1, 2	3, 4	5, 6	7, 8	9, 10	11, 12

单层绕组每个槽内只有一个线圈边。这种绕组嵌线方便，且因为没有层间绝缘，槽的利用率高。单层绕组每个线圈的节距均相等且为整距。

图 4.3 所示为三相双层绕组中一相绕组的连接图。其数据为  $m=3$ ， $p=2$ ， $Z=24$ ，极距  $\tau = 24/(2 \times 2) = 6$ ，槽距角  $\alpha = (2 \times 360^\circ)/24 = 30^\circ$ ，每极每相槽数  $q = 24/(2 \times 3) = 2$ 。图中以一实线和一虚线表示一个槽，实线表示上层圈边，虚线表示下层圈边，

按对称要求一个上层圈边和一个下层圈边构成一个线圈。

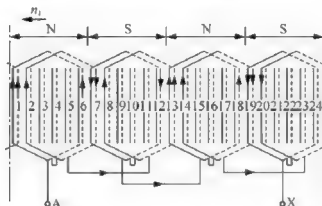


图 4.3 三相双层绕组接线图（一相）

绕组的上层圈边可按表 4-2 划分相带。如果下层圈边的划分，相对于上层圈边向左移过一个槽，线圈节距  $y_1 = 5 < \tau$ ，则为短距绕组，如图 4.3 所示（1 号槽的上层圈边与 6 号槽的下层圈边属同一个线圈，以此类推）。采用短距绕组虽然会使线圈组的感应电动势比整距时小一些，但能有效地改善绕组电动势与磁动势的波形，并且还可以节省端部材料，故双层绕组大多采用短距。

表 4-2 绕组上层圈边的每相槽号（双层，2 对极）

极性	N 极			S 极		
相属	A	Z	B	X	C	Y
第一对极	1, 2	3, 4	5, 6	7, 8	9, 10	11, 12
第二对极	13, 14	15, 16	17, 18	19, 20	21, 22	23, 24

此外，由图 4.3 可知，不论是单层绕组还是双层绕组，每相处于同一主极下的线圈串联成一个线圈组。由于每个线圈组的合成电动势大小相等，相位相同或相反，故每个线圈组都可以独立成为一条支路。根据实际电机的需要，可将这些线圈组串联或并联。每相绕组的并联支路数用符号“ $a$ ”表示。

### 4.3 交流电机绕组的电动势

在交流电机中，存在着一个旋转磁场，根据电磁感应定律，旋转磁场切割交流绕组产生感应电动势。

#### 1. 导体电动势

当一根导体在磁场中运动时，在导体中会产生感应电动势。若磁场按正弦规律分布（ $B = B_m \sin \omega t$ ），导体中的感应电动势也为正弦波。假设导体有效长度为  $l$ ，导体相对于磁场的运动速度为  $v$ ，则导体感应电动势的最大值为

$$E_{\text{cm}} = B_m l v \quad (4-3)$$

式中,  $B_m$  为正弦波磁通密度的幅值。

若交流电机的旋转磁场相对于绕组的转速为  $n$ , 则  $v$  可表示为

$$v = \frac{2p\tau}{60} n = 2 \frac{pm}{60} \tau = 2f\tau \quad (4-4)$$

式中,  $\tau$  为用长度单位表示的极距;  $f$  为感应电动势的交变频率。导体每经过一对磁极, 电动势就交变一次, 故

$$f = \frac{pm}{60} \quad (4-5)$$

导体电动势的有效值大小为

$$E_c = \frac{E_{\text{cm}}}{\sqrt{2}} = \frac{B_m l v}{\sqrt{2}} = \frac{B_m l}{\sqrt{2}} \times 2f\tau = \sqrt{2} f B_m l \tau \quad (4-6)$$

当磁通密度按正弦分布时, 每极磁通量  $\Phi = \frac{2}{\pi} B_m l \tau$ , 所以磁通密度幅值  $B_m = \frac{\pi}{2} \frac{\Phi}{l \tau}$ , 代入式 (4-6) 中, 可得

$$E_c = \sqrt{2} f B_m l \tau = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f \Phi = 2.22 f \Phi \quad (4-7)$$

交流电机绕组的导体分布在各个槽中, 空间位置不同, 导体感应电动势的瞬时值不同, 但所有导体感应电动势的幅值及有效值相同。空间位置不同的两根导体, 其感应电动势在时间上的相位差, 应等于它们在空间位置上相差的电角度。

## 2. 线圈电动势及短距系数

对单匝整距线圈来讲, 组成线圈的两根导体在空间的位置正好相差一个极距  $\tau$ 。这时, 如果一根线圈有效边在 N 极的中心线上, 则另一根正好处在 S 极的中心线上, 如图 4.4 (a) 所示, 其所处的磁场位置在空间相差  $180^\circ$  电角度, 两根导体的感应电动势  $\dot{E}_c$  和  $\dot{E}_c'$  在时间相位上也必相差  $180^\circ$  电角度, 瞬时值大小相等而方向相反。导体电动势参考方向如图 4.4 (a) 所示, 则线圈电动势为

$$\dot{E}_l = \dot{E}_c - \dot{E}_c' = 2\dot{E}_c$$

相量图如图 4.4 (b) 所示, 其有效值  $E_l = 2E_c$ 。

对单匝短距线圈来讲, 组成线圈的两根导体在空间的距离小于一个极距  $\tau$ , 如图 4.4 (a) 中的虚线所示。如果一根线圈边正好处在 N 极的中心线上, 则另一个线圈边应处在比 S 极中心线短  $\frac{\tau - y_1}{\tau} \cdot 180^\circ$  的位置, 其相量图如图 4.4 (c) 所示。此时的线圈电动势有效值为

$$E_l = 2E_c \cos \frac{\tau - y_1}{\tau} 90^\circ = 2E_c \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ = 2E_c k_p \quad (4-8)$$

可见, 由于短距的关系, 使线圈电动势比整距时要小。短距绕组的电动势与整距绕组的电动势之比称为绕组的短距系数, 用  $k_p$  来表示

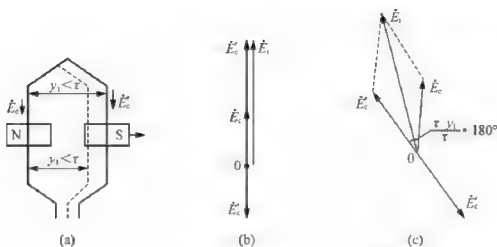


图 4.4 线圈感应电动势

$$k_y = \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \quad (4-9)$$

在单层绕组中, 不论绕组的实际节距是整距还是短距,  $k_y$  都等于 1。

### 3. 线圈组电动势及分布系数

如前所述, 每处于同一主极下的  $q$  个线圈串联成一个线圈组。如果采用集中绕组, 这  $q$  个线圈集中在一对槽当中, 各个线圈的感应电动势大小相等, 相位也相同, 则线圈组的电动势有效值  $E_q$  等于  $q$  个线圈电动势的算术和, 即

$$E_q = qE_r$$

实际上, 交流电机绕组大多是分布绕组,  $q$  个线圈分布在相邻的槽中。相邻两线圈的电动势在相位上相差一个槽距电角度  $\alpha$ , 线圈组的电动势等于  $q$  个线圈电动势的相量和, 如图 4.5 (a) 所示 (设  $q=3$ )。

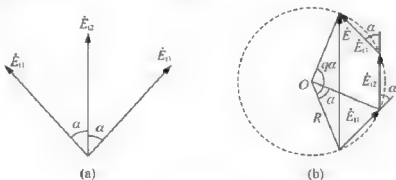


图 4.5 分布绕组电动势相量图

图 4.5 (b) 所示是线圈电动势相量图的另外一种画法,  $q$  个线圈电动势相量组成一个正多边形的一部分,  $O$  为多边形外接圆的圆心,  $R$  为半径, 且有

$$R = \frac{E_1}{2 \sin \frac{\alpha}{2}}$$



所以,分布绕组的线圈组电动势有效值  $E_q$  为

$$E_q = 2R \sin \frac{q\alpha}{2} = E_1 \cdot \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{\sin \frac{\alpha}{2}} = qE_1 \cdot \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} = qE_1 k_q \quad (4-10)$$

式中,  $k_q$  为分布绕组的电动势与集中绕组的电动势之比,称为绕组的分布系数。

$$k_q = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{\sin \frac{\alpha}{2}} \quad (4-11)$$

联立式(4-7)、式(4-8),代入式(4-11),可得

$$E_q = \sqrt{2} \pi f q k_y k_q \Phi = 4.44 f q k_N \Phi \quad (4-12)$$

式中,  $k_N$  为绕组的短距系数  $k_y$  和分布系数  $k_q$  的乘积,称为绕组系数,即

$$k_N = k_y \cdot k_q \quad (4-13)$$

#### 4. 每相绕组的电动势

根据以上分析,可得到交流电机每相绕组的感应电动势有效值大小为

$$E = 4.44 f N k_N \Phi \quad (4-14)$$

式中,  $\Phi$  为磁场的每极磁通;  $N$  为每相绕组的串联匝数;  $Nk_N$  可看作将短距分布绕组等效为整距集中绕组后的有效匝数。

## 4.4 交流电机绕组的磁动势

以三相交流电机为例,在其对称三相定子绕组中,通入对称三相交流电后,会在电机内产生一个旋转的磁场(磁动势),为什么呢?下面一步步分析。

### 1. 单相绕组的磁动势

图4.6所示为一单相集中绕组,其有效匝数为  $k_N N$ 。当正弦交流电  $i$  (设  $i = I_m \sin \omega t$ ) 通过该绕组时,建立的磁场如图4.6(a)中的虚线所示。在图4.6(a)中,相绕组AX通交流电产生的磁场的磁极对数  $p=1$ ;在图4.6(b)中,相绕组由  $A_1 X_1$  和  $A_2 X_2$  串联而成,产生的磁场的磁极对数  $p=2$ 。

根据全电流定律,在图4.6(a)中,每一闭合磁路的绕组磁动势大小为  $k_N N i$ 。由图4.6(a)可知,每一闭合磁路都两次穿过气隙,其余部分是通过定子与转子铁心。由于构成铁心的硅钢片比气隙的磁导率大得多,所以可以忽略铁心中所消耗的磁动势,认为每一闭合磁路的绕组磁动势  $k_N N i$  全部消耗在两端气隙上。每段气隙磁动势的大小为  $\frac{1}{2} k_N N i$ 。若规定从转子穿过气隙进入定子的气隙磁动势为正,可画出沿气隙圆周磁动势分布的波形图,如图4.6(a)下方曲线所示。可见,气隙磁动势波形为一矩形波,高度为  $\frac{1}{2} k_N N i$ , 导体所在位置为磁动势方向改变的转折点。

由于导体中所通过的电流  $i$  为交流电,电流的大小和方向都随时间而变化,产生的磁



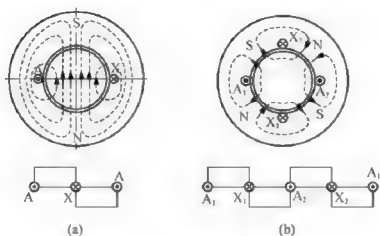


图 4.6 单相绕组产生的磁场

动势的大小和方向也随时间而改变,但磁动势波按矩形分布的空间位置不变。具有这种性质的磁动势,称为脉振磁动势。脉振磁动势在电机气隙内产生脉振磁场。

在图 4.6 (b) 中,磁极对数  $p = 2$ , 线圈  $A_1X_1$  和  $A_2X_2$  的匝数是绕组匝数的一半,即为  $\frac{1}{2}k_N N$ , 线圈磁动势也为绕组磁动势的一半,每段气隙上的磁动势则为绕组磁动势的  $1/4$ 。

若电机磁场的磁极对数为  $p$ , 气隙磁动势则等于绕组磁动势的  $1/(2p)$ , 其表达式为

$$f_A = \frac{1}{2p} k_N N i = \frac{1}{2p} k_N N I_m \sin \omega t \quad (4-15)$$

式中,  $k_N$  即为在推导感应电动势的表达式时所得出的绕组系数, 其计算方法与感应电动势中的绕组系统相同。这是因为绕组采用分布和短距形式后, 其对所产生的磁动势的影响, 与对感应电动势的影响是相同的, 作用效果是等同的, 类似的推导过程在此不再重复。

在空间作矩形分布的脉振磁动势, 可运用傅里叶级数分解成基波和一系列的高次谐波。高次谐波磁动势的值相对很小, 但会在绕组中产生谐波电动势, 这对电机的工作性能是不利的, 所以必须设法削弱。基波磁动势是主要的工作磁动势, 所以此处仅讨论基波磁动势。

分解后的基波磁动势表达式为

$$f_{A1} = \frac{2}{\pi} \frac{k_{N1} N I_m}{p} \sin \omega t \sin x = F_{\Phi 1} \sin \omega t \sin x \quad (4-16)$$

式中,  $k_{N1}$  为基波所对应的绕组系数;  $F_{\Phi 1}$  为每相基波磁动势的幅值;  $x$  为以 A (或 A) 线圈边所在位置为起点, 用电角度表示的沿气隙方向的空间距离。

基波磁动势的幅值  $F_{\Phi 1}$  为

$$F_{\Phi 1} = \frac{2}{\pi} \frac{k_{N1} N I_m}{p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{k_{N1} N I}{p} = 0.9 \frac{k_{N1} N I}{p} \quad (4-17)$$

式中,  $I_m$  和  $I$  分别为正弦交流电的最大值和有效值。



## 2. 三相绕组的合成磁动势

三相交流电机工作时, 其三相绕组中通过对称三相交流电流。对称三相交流电流  $i_A$ 、 $i_B$  和  $i_C$  的表达式分别为

$$i_A = I_m \sin \omega t$$

$$i_B = I_m \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$i_C = I_m \sin(\omega t + 120^\circ)$$

此外, 由于 B、C 两相绕组在空间安排上, 分别落后和超前 A 相绕组  $120^\circ$  电角度。因此, 三相绕组产生的气隙磁动势的基波可以分别表示为

$$f_{A1} = F_{\phi 1} \sin \omega t \sin x$$

$$f_{B1} = F_{\phi 1} \sin(\omega t - 120^\circ) \sin(x - 120^\circ)$$

$$f_{C1} = F_{\phi 1} \sin(\omega t + 120^\circ) \sin(x + 120^\circ)$$

将三相绕组产生的基波气隙磁动势相加, 并运用三角函数变换公式  $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$ , 可得气隙中总的合成磁动势的基波为

$$\begin{aligned} f_1 &= f_{A1} + f_{B1} + f_{C1} \\ &= F_{\phi 1} [\sin \omega t \sin x + \sin(\omega t - 120^\circ) \sin(x - 120^\circ) + \sin(\omega t + 120^\circ) \sin(x + 120^\circ)] \\ &= \frac{3}{2} F_{\phi 1} \cos(\omega t - x) \\ &= F_{m1} \cos(\omega t - x) \end{aligned} \quad (4-18)$$

其基波幅值为

$$F_{m1} = \frac{3}{2} F_{\phi 1} = \frac{3}{2} \times 0.9 \times \frac{k_N I N}{p} = 1.35 \times \frac{k_N I N}{p} \quad (4-19)$$

对式 (4-18) 分析可得如下结论。

(1) 当  $\omega t = 0^\circ$  时, 合成磁动势基波  $f_1 = F_{m1} \cos(-x)$ , 其最大值  $F_{m1}$  出现在  $x = 0^\circ$  处, 如图 4.7 中的实线所示。

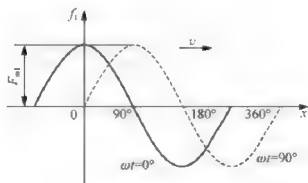


图 4.7 三相绕组合成磁动势的基波

(2) 当  $\omega t = 90^\circ$  时, 合成磁动势基波  $f_1 = F_{m1} \cos(90^\circ - x)$ , 其最大值  $F_{m1}$  出现在  $x = 90^\circ$  处, 如图 4.7 中的虚线所示。



由此可见,  $f_1$  为一沿空间按正弦规律分布、幅值恒定不变, 但随着时间的推移, 整个正弦波沿  $x$  的正方向移动的磁动势波。由于电机的气隙是一个圆, 故此移动的磁动势波即为一个旋转的磁动势波。

由图 4.7 可见, 当  $\omega t$  从  $0^\circ$  变化到  $90^\circ$  时, 即时间  $t$  从 0 变到  $T/4$  ( $T$  为电流变化的周期) 时, 电流变比  $1/4$  周期, 此时磁动势波沿  $x$  轴正方向移动了  $90^\circ$  空间电角度, 相当于  $1/4$  基波波长所占的电角度。于是, 当电流变化一个周期  $T$  时, 磁动势波将移动  $4 \times 90^\circ = 360^\circ$  电角度, 即一个波长。

由于电流每分钟变化  $60f$  个周期, 则磁动势波每分钟移动  $60f$  个波长, 而电机气隙圆周共有  $p$  个波长, 故得旋转磁动势的转速为

$$n_1 = \frac{60f}{p} \text{ (r/min)} \quad (4-20)$$

由于在异步电机中, 其转子速度不可能与该转速同步。而在同步电机中, 其转子转速与该转速同步, 故磁动势转速  $n_1$  便称为同步转速。

### 3. 旋转磁场

由前面的分析可知, 三相对称交流绕组通入三相对称交流电时, 产生一个以同步转速  $n$  旋转的磁动势。由该旋转磁动势产生电机内的旋转磁场, 其转速也为同步转速  $n_1$ 。

以下分析电机内旋转磁场的旋转方向。如图 1.8 所示, 以 2 极电机为例, 每相绕组以一个集中绕组线圈表示, 电角度表示的空间距离  $x$  的起点在 A 线圈边处。

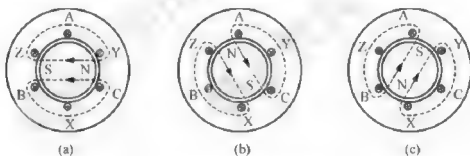


图 4.8 三相电枢绕组旋转磁场

当  $\omega t = 90^\circ$  时, 如图 4.8 (a) 所示, A 相电流值达到最大,  $i_A = I_m$ ,  $i_B = i_C = -\frac{1}{2}I_m$ , 三相绕组的合成磁动势基波  $f_1 = F_m \cos(90^\circ - x)$  的幅值, 落在 A 相绕组的轴线上 ( $x = 90^\circ$ ); 当  $\omega t$  再经过  $120^\circ$ , 即  $\omega t = 210^\circ$  时, 如图 4.8 (b) 所示, B 相电流达到最大值,  $i_B = I_m$ ,  $i_A = i_C = -\frac{1}{2}I_m$ , 此时  $f_1 = F_m \cos(210^\circ - x)$  幅值处在  $x = 210^\circ$ , 即三相绕组的合成磁动势基波的幅值, 落在 B 相绕组的轴线上; 当  $\omega t = 330^\circ$  时, 如图 4.8 (c) 所示, C 相电流达到最大, 三相绕组的合成磁动势基波的幅值, 便落在 C 相绕组的轴线上。

可见, 当某相电流达到最大值时, 三相合成磁动势基波的幅值就落在该相绕组的轴线上。若电流相序为 A—B—C—A, 则磁场旋转方向为 A 轴—B 轴—C 轴, 如图 4.8 所示, 旋转磁场的转向与三相电流的相序一致。因此, 若要改变旋转磁场方向, 只需改变电流相序, 即将三相绕组任意两相对调。



## 4.5 异步电机的结构与原理

### 4.5.1 异步电机基本结构

异步电机和直流电机的基本结构一样，有一个固定部分，叫作定子；有一个旋转的部分，叫作转子。定、转子之间有一个很小的空气间隙。依据转子结构的不同，异步电机分为鼠笼式异步电机和绕线式异步电机，两种电机的定子部分基本相同。图 4.9 所示为鼠笼式异步电机结构图，图 4.10 所示为绕线式异步电机转子外形图。

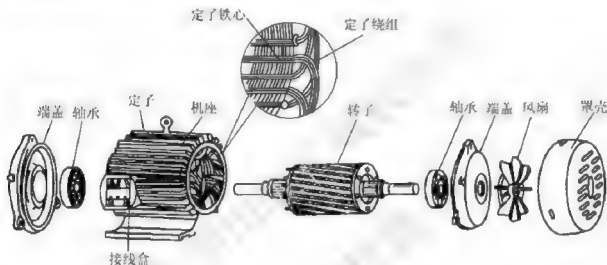


图 4.9 鼠笼式异步电机结构部件图

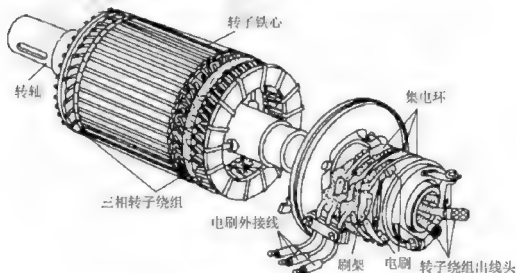


图 4.10 三相绕线式异步电机转子外形图

#### 1. 定子

异步电机定子主要包括定子绕组、铁心、机座及端盖等。



定子绕组是电机的电路，其作用是产生感应电动势、流过电流、实现机电能量转换，相关在第4.2节已进行了详细介绍。

定子铁心的作用是作为电机磁路的一部分和嵌放定子绕组之用。为了减少交变磁场在铁心中引起的损耗，铁心一般采用0.5mm左右厚度的硅钢片（冲片）叠成，如图4.11所示。为了嵌放定子绕组，在定子冲片中均匀地冲制若干个形状相同的槽。

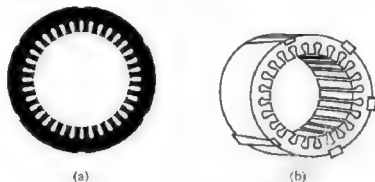


图 4.11 定子冲片与定子铁心

异步电机的机座主要起固定定子铁心和支撑电机的作用，要求其有足够的机械强度和刚度。中小型异步电机一般采用铸铁或铸铝机座，对微、小容量异步电机可采用铸铝机座，而对较大容量异步电机应采用钢板焊接机座。

端盖通过轴承起支撑转子的作用。

## 2. 转子

异步电机转子主要包括转子绕组、铁心和转轴三大部分。转子铁心是电机磁路的一部分，一般由0.5mm左右厚度的硅钢片冲制后叠压而成，图4.12所示为转子铁心冲片。转轴起支撑转子铁心和输出机械转矩的作用，转子绕组的作用是产生感应电动势、流过电流和产生电磁转矩。其结构形式有鼠笼式和绕线式两种。



图 4.12 转子铁心冲片

(1) 鼠笼式绕组。在转子铁心均匀分布的每个槽内各放置一根导体，在铁心两端放置两个端环，分别把所有的导体伸出槽外部分与端环联接起来。如果去掉铁心，则剩下的绕组的形状就像一个松鼠笼子。这种鼠笼式绕组可用铜条焊接而成，也可以用铝浇铸而成，如图4.13所示。

(2) 绕线式绕组。从图4.10所示的绕线式转子外形图可见，绕线式转子的绕组不像鼠笼式绕组是内部自己闭合的，而是要引出到外面的。它是内部先接成与定子绕组相似的对称三相绕组，一般接成星形后，将3个出线端分别接到固定在转轴上的3个集电环上，

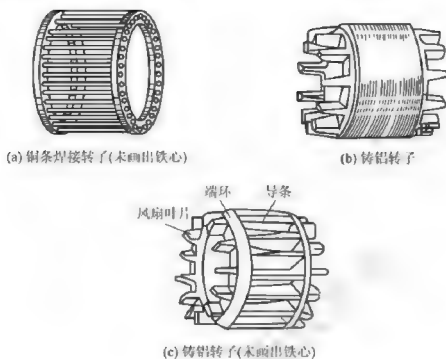


图 4-13 鼠笼式转子 (未画出中间的转轴)

再通过电刷引出来。绕线式转子的特点就是通过集电环(滑环)、电刷,在转子回路中接入放置在外部的附加电阻,以改善电机的起动力性能,调节其转速,其接线示意图如图 4.14 所示。

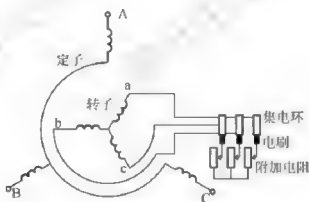


图 4.14 绕线式异步电机的转子接线示意图

### 3. 气隙

与直流电机一样,定、转子之间的空气间隙称为异步电机的气隙,它对电机的性能有重大影响。相对来说,异步电机的气隙平均更小,一般为  $0.2 \sim 1.5 \text{ mm}$ 。为了降低电机的空载电流和提高电机的效率,气隙应尽可能小,但气隙太小又可能造成定、转子在运行中发生摩擦,因此,异步电机气隙宽度应为定、转子在运行中不发生机械摩擦所允许的最小值。

### 4.5.2 异步电机的额定值

和直流电机、变压器等所有电机都一样，每台异步电机的机座上也有一个铭牌，上面标有型号、额定值等。

#### 1. 额定功率 $P_N$

对于异步电动机，额定功率是指电动机在额定方式下运行时，转轴上输出的机械功率，单位为 W 或 kW。对于三相异步电动机，额定功率为

$$P_N = \sqrt{3} U_N I_N \eta_N \cos \varphi_N \quad (4-21)$$

式中， $\eta_N$  为额定运行时的效率； $\cos \varphi_N$  为额定运行时的功率因数。三相异步电动机的定子绕组可以接成星形或三角形。

对于异步发电机，额定功率是指发电机在额定方式下运行时，定子绕组引出线端输出的电功率。

#### 2. 额定电压 $U_N$

额定电压是指电动机或发电机在额定方式下运行时，定子绕组应加的或输出的线电压，单位为 V 或 kV。

#### 3. 额定电流 $I_N$

额定电流是指电动机或发电机在额定电压和额定功率状态下运行时，流入或流出定子绕组的线电流，单位为 A。

#### 4. 额定频率 $f_N$

额定频率是指额定状态电源的交变频率，我国电网频率为 50Hz，简称工频。

#### 5. 额定转速 $n_N$

额定转速是指在额定状态下运行时的转子转速，单位为 r/min。在通常情况下，异步电动机的额定转速略低于旋转磁场的转速，而异步发电机的额定转速略高于旋转磁场的转速。

#### 6. 接线方式

接线方式是指电机在额定工作条件下，定子绕组线圈应采取的联结方式，有星形 (Y) 联结和三角形 (Δ) 联结两种。定子绕组的引出线集中在接线盒中。利用连接片可以构成不同的连接方式，通常采用图 4.15 所示的形式。

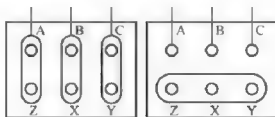


图 4.15 接线盒中的定子绕组接线方式

## 7. 绝缘等级

绝缘等级是指电机采用的导线的绝缘强度及耐热程度的等级，具体有相关标准参照执行。

## 8. 工作方式

工作方式是指电机是间歇性工作还连续工作。工作方式与电机功率有着紧密的关系。决定不同工作方式下电机功率的依据主要是绝缘和散热。对于连续工作的电机让其在间歇条件下工作，负载功率可略超过额定功率使用；而间歇工作方式下的电机，不能工作于连续工作条件下。如果必须使用，须降低功率使用。

### 4.5.3 异步电机的工作原理

以三相异步电机为例，重点介绍三相异步电动机的工作原理。

当三相异步电动机的三相定子绕组接三相交流电源时，定子绕组中流过三相对称交流电，在电机内产生按同步转速  $n_1$  旋转的旋转磁场。图 4.16 所示为一台 2 极异步电动机的示意图，磁场按顺时针方向旋转。

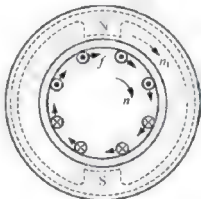


图 4.16 三相异步电动机的工作原理示意图

在电动机接通电源之初，电动机的转子还没有转起来，转子中的导体切割气隙磁力线产生感应电动势，用右手定则判断电动势方向如图 4.16 所示。由于转子绕组是闭合的，在转子绕组中便会有感应电流通过，在图 4.16 所示的瞬间，转子导体中电流（有功分量）的方向与感应电动势的方向相同。根据此时旋转磁场的极性和导体电流的方向，利用左右定则可判断出，所有转子导体均受到沿顺时针方向的切向电磁力。在该电磁力作用下，转子受到顺时针方向的电磁转矩的驱动。如果该电磁转矩能克服加在转子上的负载转矩，转子将沿着旋转磁场相同的方向旋转起来。当驱动转子旋转的电磁转矩与加在转子上的负载转矩相平衡时，转子便以某一转速  $n$  拖动生产机械稳定运行。这就是异步电动机的基本工作原理。

如若转子的转速  $n$  能加速到等于同步转速  $n_1$ ，转子绕组和气隙旋转磁场之间就没有了相对运动，转子绕组中也就没有感应电动势，电流和电磁转矩都为零。所以，这种情况是不可能出现的。异步电动机的转速  $n$  不可能达到旋转磁场的同步速度  $n_1$ ， $n$  与  $n_1$  之间总

是存在着差异, 这就是这种电机称为“异步”电机的原因所在。

异步电机的同步转速  $n_1$  与转子转速  $n$  之差, 与同步转速  $n_1$  的比值称为转差率, 用  $s$  表示, 即

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (4-22)$$

转差率  $s$  是分析异步电机运行的一个重要参数。

异步电动机在正常工作时,  $n_1 > n > 0$ ,  $0 < s < 1$ 。下面为几种特定情况。

(1) 当电动机接通电源而尚未开始转动时, 这种状态称为堵转, 又称起动瞬间, 此时  $n = 0$ ,  $s = 1$ 。

(2) 当电动机转子转速达到同步转速时, 此时  $n = n_1$ ,  $s = 0$ 。由于实际运行时这种情况是不可能出现的, 故称之为理想空载。

(3) 如果外力将异步电动机的转子拖向逆旋转磁场的方向转动, 即  $n < 0$ , 此时电磁转矩的方向与转子转向相反, 成为阻碍转子转动的制动转矩, 异步电动机处于制动运行状态。制动时,  $n < 0$ ,  $s > 1$ 。

如果用原动机拖动一台异步电机, 使该异步电机的转子的转速高于旋转磁场的转速  $n_1$ , 即  $n > n_1$ , 此时  $s < 0$  为负数。转子绕组(导体)切割旋转磁场的方向与电动机状态时相反, 转子转速与旋转磁场之间的相对运动方向改变, 从而导体上感应电动势和电流的方向与电动机状态时的方向相反, 电磁转矩的方向与转子转向相反, 电磁转矩为制动性质。此时, 异步电机从原动机由转轴输入机械功率, 通过电磁感应由定子向电网输出功率, 此时该异步电机处于发电机状态。因此, 和直流电机一样, 异步电机也具有可逆性。不过异步电机主要用作电动机使用, 只是在诸如风力发电等个别领域有使用异步发电机的情况。

从以上可见, 根据转差率  $s$  的正负和大小, 就可判断异步电机的运行状态。

**【例 4-1】** 一台三相异步电动机, 其额定转速  $n_N = 980 \text{ r/min}$ , 电源频率  $f = 50 \text{ Hz}$ 。试求: ①电动机的极对数; ②额定负载下的转差率; ③若转速方向与旋转磁场方向一致, 转速分别为  $970 \text{ r/min}$ 、 $1030 \text{ r/min}$  时的转差率, 并分别说明运行状态; ④转速方向与旋转磁场方向相反, 转速为  $500 \text{ r/min}$  时的转差率, 此时又运行于何种状态?

解: (1) 由于异步电动机正常运行的转差率一般很小, 其转速应略低于同步转速  $n_1$ , 故  $n_1 = 1000 \text{ r/min}$ , 则

$$p = \frac{60f_1}{n} = \frac{60 \times 50}{1000} = 3$$

(2) 在额定负载下的转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1000 - 980}{1000} = 0.02$$

(3) 当转速方向与旋转磁场方向一致时, 若  $n = 970 \text{ r/min}$ , 则

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1000 - 970}{1000} = 0.03$$

此时电机运行于电动机电动状态, 电机拖动负载运行。

若  $n=1030\text{r/min}$ , 则

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1000 - 1030}{1000} = -0.03$$

此时电机运行于发电机发电状态, 电机输出电能。

(4) 当转速方向与旋转磁场方向相反时, 若  $n=500\text{r/min}$ , 则

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1000 - (-500)}{1000} = 1.5$$

此时电机运行于电动机制动状态。

## 4.6 三相异步电动机的电磁分析

### 4.6.1 基本电磁关系

#### 1. 异步电机磁通

由于三相异步电动机的定子和转子之间的能量传递是通过磁路耦合实现的, 其过程和原理与变压器完全相似。定子绕组相当于变压器的原边绕组, 而转子绕组则相当于变压器的副边绕组, 所以三相异步电动机的定子和转子之间的电路与磁路分析完全可以参照变压器的分析方法学习。

三相电源通过定子上的对称三相绕组 (相当于变压器的原边绕组) 产生主磁通, 空间对称的定子绕组中通入对称的三相电流所产生的主磁通将是圆形的旋转磁场。该磁动势产生的磁通分为主磁通和漏磁通。

所谓主磁通, 是指同时交链定子绕组和转子绕组的磁通。其路径为由定子与转子之间的气隙, 进入转子齿与铁心, 出另一端转子齿, 再次进入另一侧气隙, 进入定子铁心, 出另一端定子铁心, 进入气隙。从而构成一完整的闭合路径, 如图 4.17 所示。

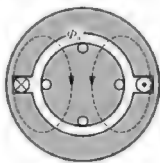


图 4.17 异步电机磁路

所谓漏磁通, 是指在定子和转子的两端及引线部分和抽头地方, 未经定子和转子铁心而构成闭合路径的磁通。这些漏磁通不能起到在定子和转子之间传送能量的媒介作用, 只在定子和转子的各自线圈绕组中起到电抗的作用。

#### 2. 空载电流

三相异步电动机的空载电流是指三相异步电动机在电机轴头不带任何负载的情况下,

定子绕组中的电流。该电流与变压器的励磁电流一样，分为有功分量和无功分量。有功分量用来补偿建立磁通的过程中产生的铜损、铁损（磁滞损耗和涡流损耗）及轴承的摩擦损耗等附加损耗，而无功分量主要用来建立主磁通和漏磁通。于是有

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{0s} + \dot{I}_{0r}$$

三相异步电动机与变压器最显著的区别之一就是当空载时，转子不是静止的而是高速运转的，非常接近于同步转速，即  $n \approx n_1$ 。由于转子中的感应电动势与  $\Delta n = n_1 - n$  成正比，转子感应电流的频率  $f_2$  与电源频率  $f_1$  成  $s$  倍的关系。所以，当  $\Delta n \approx 0$  时， $s \approx 0$ ， $f_2 \approx 0$ ，转子感应电动势  $E_2 \approx 0$ ，转子线圈中此时无电流，即  $I_2 \approx 0$ ，相当于变压器空载，或副边开路。此时，定子（相当于变压器的原边）线圈中的电流也会很小，只起励磁作用，其所产生的主磁通也只与绕组两端的相电压有关。

### 3. 异步电动机空载运行时的电压平衡方程式

主磁通（旋转磁场）切割定子线圈时，在定子线圈中产生的感应电动势为

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f_1 N_1 k_{N1} \dot{\Phi} \quad (4-23)$$

$$\dot{E}_{1s} = -j x_1 \dot{I}_0 \quad (4-24)$$

式中， $\dot{E}_1$  和  $\dot{\Phi}$  分别为由有效值构成的定子绕组中的感应电动势相量和主磁通相量； $f_1$ 、 $N_1$ 、 $k_{N1}$  及  $x_1$  分别为定子一侧的电源频率、绕组匝数、绕组分布系数及漏抗。

定子一侧的电压平衡方程为

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 r_1 + (-\dot{E}_1) + (-\dot{E}_{1s}) = \dot{I}_1 (r_1 + jx_1) + (-\dot{E}_1) \\ &= \dot{I}_0 Z_1 + (-\dot{E}_1) \end{aligned} \quad (4-25)$$

与变压器相类似，有

$$\dot{E}_1 = -(r_m + jx_m) \dot{I}_0 = -\dot{I}_0 Z_m \quad (4-26)$$

由此可得定子一侧的等效电路如图 4.18 所示。

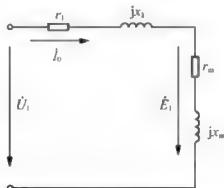


图 4.18 异步电机定子一侧等效电路

通过以上分析可以看出，三相异步电动机与变压器十分相似，但又存在着如下的一些差异。

(1) 主磁场性质不同。变压器为交变磁场，而电动机为旋转磁场。

(2) 由于异步电机定子铁心与转子铁心之间存在有间隙(气隙)。与变压器相比,建立同样的磁通,电机所需的励磁电流比没有间隙的变压器要大。

(3) 当电动机空载时,由于  $n_1 \approx n$ , 使得  $E_{20} \approx 0$ , 转子线圈中感应电流  $I_2 \approx 0$ , 转子回路为短路状态或开路状态(只适用于绕线电机)。而变压器却不同,空载时,  $E_2 \neq 0$ ,  $I_2 = 0$ , 副边开路。

(4) 电动机的漏磁通要比变压器大得多, 所以其漏抗也要比变压器大得多。

(5) 电动机可采用整距或短距分布绕组, 计算电动势时应考虑绕组分布系数, 而变压器则为整距, 集中绕组。

## 4.6.2 转子静止时的电磁关系

### 1. 转子回路的电压方程与磁通势

当转子静止不转时, 旋转磁场切割转子的速度为  $\Delta n = n_1$ , 转子中的感应电动势  $E_2$  达到最大。由于转子回路短路, 产生很大的感应短路电流  $I_{20}$ 。转子的等效电路如图 4.19 所示。

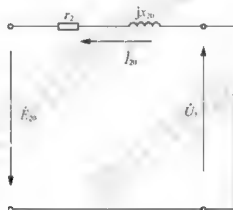


图 4.19 异步电机在静止状态下转子绕组等效电路图

由基尔霍夫电压定律得

$$0 = \dot{E}_{20} - \dot{I}_{20}(r_2 + jx_{20}) = \dot{E}_{20} - \dot{I}_{20}Z_2 \quad (4-27)$$

$$I_{20} = \frac{E_{20}}{Z_2} = \frac{E_{20}}{\sqrt{r_2^2 + x_{20}^2}} \quad (4-28)$$

式中,  $Z_2 = r_2 + jx_{20}$ ;  $r_2$  是转子绕组的电阻;  $x_{20}$  是转子绕组在静止时的漏抗;  $E_{20}$  和  $I_{20}$  分别为电机静止时转子绕组中的电动势与电流。

静止时, 由于电动机处于静止状态或堵转状态,  $s = 1$ ,  $f_2 = f_1$ 。所以, 转子中的感应电动势  $E_2$  和感应电流  $I_2$  与定子中的电压  $U_1$ 、电流  $I_1$  同频率。转子中的感应电动势为

$$\dot{E}_{20} = -j4.44f_1N_2k_{w2}\Phi \quad (4-29)$$

静止时的电动机转子中的电流为

$$I_{20} = \frac{E_{20}}{\sqrt{r_2^2 + x_{20}^2}} = \frac{4.44f_1N_2k_{w2}\Phi}{\sqrt{r_2^2 + x_{20}^2}} \quad (4-30)$$

式中, 漏抗  $x_{20} = 2\pi f_1 L_{2\sigma}$ 。

根据电磁原理, 转子中的感应电流也要产生磁场或磁动势, 记为  $\dot{F}_2$ 。也就是说, 在异步电动机定子与转子之间的气隙中的磁通或磁动势是一个合成磁场。因此, 电动机气隙中的总的合成磁动势为

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0 \quad (4-31)$$

$$\text{或} \quad \dot{F}_1 = \dot{F}_0 - \dot{F}_2 \quad (4-32)$$

式(4-32)表明, 定子绕组产生磁通势  $\dot{F}_1$  将包含两个分量: 一个分量就是空载时的励磁磁通势  $\dot{F}_0$ , 其作用是用来产生气隙间的主磁通或磁密。而另一个分量是  $-\dot{F}_2$ , 其方向与转子电流产生的旋转磁通势  $\dot{F}_2$  方向相反, 其作用就是用来抵消转子电流产生的旋转磁通势对主磁通的影响, 以保持主磁通恒定不变。

## 2. 转子绕组的折算

为了分析方便、直观, 我们将没有电路联系的两个等效电路——定子的等效电路与转子的等效电路通过折算后画在一起。折算的方法和思路与变压器的折算相同, 折算的方向, 既可以将定子一侧折算至转子一侧, 也可以相反, 但是, 在一般情况下, 为分析方便, 采取由转子一侧向定子一侧折算。

由于转子绕组与定子绕组不一定为相同的相数, 如绕线式三相异步电机的转子绕组与定子绕组相数相同, 而鼠笼式异步电机转子中的铝条根数(一根铝条可以视为一相绕组)与定子绕组的相数就不同。因此, 为不失一般性, 不妨设定子绕组的相数为  $m_1$ , 转子绕组的相数为  $m_2$ 。又由于定子磁动势与转子磁动势都作用在同一空间的中心线上, 所以, 磁动势之间的关系与变压器类似。于是有

$$\dot{F}_1 = \frac{3}{2} \dot{F}_0 \frac{m_1}{2} 0.9 \frac{N_1 k_{N1}}{p} \dot{I}_1 \quad (4-33)$$

$$\dot{F}_2 = \frac{m_2}{2} 0.9 \frac{N_2 k_{N2}}{p} \dot{I}_2 \quad (4-34)$$

$$\dot{F}_0 = \frac{m_1}{2} 0.9 \frac{N_1 k_{N1}}{p} \dot{I}_0 \quad (4-35)$$

将式(4-33)、式(4-34)、式(4-35)代入式(4-32)中, 则有

$$\frac{m_1}{2} 0.9 \frac{N_1 k_{N1}}{p} \dot{I}_1 + \frac{m_2}{2} 0.9 \frac{N_2 k_{N2}}{p} \dot{I}_2 = \frac{m_1}{2} 0.9 \frac{N_1 k_{N1}}{p} \dot{I}_0 \quad (4-36)$$

整理后得

$$\dot{I} + \frac{1}{k_1} \dot{I}_2 = \dot{I}_1 + \dot{I}'_1 = \dot{I}_0 \quad (4-37)$$

$$\text{或} \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \frac{1}{k_1} \dot{I}_2 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_1 \quad (4-38)$$

式中,  $k_1 = \frac{m_1 N_1 k_{N1}}{m_2 N_2 k_{N2}}$ , 为异步电动机的定子电流与转子电流之比;  $\dot{I}'_1$  为定子一侧的补偿电

流, 其值为  $\dot{I}'_1 = -\dot{I}'_2 = -\frac{1}{k_1} \dot{I}_2$ 。

同理

$$\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_{20}} = \frac{\dot{E}'_1}{\dot{E}'_{20}} = \frac{-j4.44 f_1 N_1 k_{N1} \dot{\Phi}}{-j4.44 f_1 N_2 k_{N2} \dot{\Phi}} = \frac{N_1 k_{N1}}{N_2 k_{N2}} = k_e \quad (4-39)$$

根据折算前后功率不变的等效原则,有

$$m_1 (I'_2)^2 r'_2 = m_2 (I_2)^2 r_2$$

$$r'_2 = \frac{m_2 (I_2)^2}{m_1 (I'_2)^2} r_2 = \frac{m_1 N_1 k_{N1}}{m_2 N_2 k_{N2}} \cdot \frac{N_1 k_{N1}}{N_2 k_{N2}} r_2 = k_e \cdot k_e \cdot r_2 \quad (4-40)$$

同理,漏抗折算后有

$$x'_{20} = \frac{m_2 (I_2)^2}{m_1 (I'_2)^2} x_{20} = \frac{m_1 N_1 k_{N1}}{m_2 N_2 k_{N2}} \cdot \frac{N_1 k_{N1}}{N_2 k_{N2}} x_{20} = k_e \cdot k_e \cdot x_{20} \quad (4-41)$$

折算前后的阻抗角为

$$\varphi'_{20} = \arctan \frac{x'_{20}}{r'_2} = \arctan \frac{k_e k_e x_{20}}{k_e k_e r_2} = \arctan \frac{x_{20}}{r_2} = \varphi_{20} \quad (4-42)$$

可见,折算前后,转子的阻抗角没有变。

### 3. 等效电路

从以上各关系式可以画出折算后的异步电动机在静止状态或堵转状态的等效电路,如图 4.20 所示。

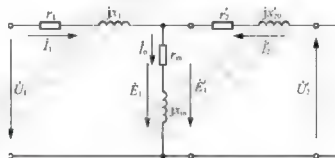


图 4.20 异步电机在静止或堵转状态下的等效电路图

这里应当注意:无论转子绕组的相数  $m_2$  为何值,折算至原边后,都将折算到定子绕组  $m$  相的各相绕组中,即  $m$  相电机应有  $m_1$  相(个)对称且相同的如图 4.19 中所示的单相等效电路。

等效电路图表明,三相交流异步电动机在静止状态下的情况与变压器在短路状态下的情况类似,等效电路也相同。

上述异步电机的等效电路,也可由其他方法推导得出。

### 4.6.3 转子旋转时的电磁关系

当三相异步电动机的转子静止时,气隙之间的旋转磁场切割转子线圈的速度为  $n_1$ ,但当转子以  $n$  的速度旋转起来后,气隙之间的旋转磁场切割转子线圈的速度就不再是  $n_1$  了,而是  $\Delta n = n_1 - n$ ,也就是说,转子中的物理参数也都随之发生了变化。下面就电机转子旋转起来后的电磁关系进行分析。

## 1. 转子中的各个电磁量

(1) 转子绕组中电压电流的变化频率。因为  $\Delta n = n_1 - s \frac{60f_1}{p} = \frac{60f_2}{p}$ ，所以可得

$$f_2 = sf_1 \quad (4-43)$$

从式 (4-43) 看出，转子从静止到旋转的过程前后，转子中的电动势与电流频率在旋转时为静止时的  $s$  倍。通过式 (4-43) 即可实现转子与定子绕组中电动势和电流频率的折算。

(2) 转子绕组中的感应电动势。同以上，转子中的电动势也因转子的旋转而与静止时不同，此时为

$$E_2 = 4.44f_2 N_2 k_{N2} \Phi = 4.44sf_1 N_2 k_{N2} \Phi = sE_{20} \quad (4-44)$$

从式 (4-44) 可以看出，转子从静止到旋转的过程前后，转子中的感应电动势的变化在旋转时为静止时的  $s$  倍。考虑到  $s$  远小于 1，电机旋转时转子感应电动势相对静止时降低了很多。

(3) 转子绕组中的漏阻抗。转子中的电流也将产生磁场，也随着定子产生的旋转磁场一道旋转。该磁场与定子产生的磁场共同构成一个合成磁场。同时，它也会产生不切割（或交链）定子线圈的漏磁通或漏抗  $x_2$ ，它与转子在静止时的漏阻抗的关系为

$$Z_2 = r_2 + jx_2 = r_2 + j2\pi f_2 L_2 = r_2 + j2\pi sf_1 L_2 = r_2 + jsx_{20} \quad (4-45)$$

式中， $x_2$  为转子旋转状态下的漏抗。可以看出，转子从静止到旋转的过程前后，转子电阻不变，旋转时的漏抗为静止时漏抗的  $s$  倍，这是因为电抗与频率有关。

(4) 转子中的电流。

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}} = \frac{sE_{20}}{\sqrt{(r_2)^2 + (sx_{20})^2}} = \frac{E_{20}}{\sqrt{(r_2/s)^2 + (x_{20})^2}} \quad (4-46)$$

不难发现，三相异步电机的转子电流在静止与旋转两种状态下的差别只是转子的回路电阻不同。只要把图 4.19 中的转子等效电阻  $r_2$  改为  $r_2/s$ ，异步电机在静止状态下转子绕组等效电路就可转换为在旋转状态下的转子等效电路了。

(5) 转子绕组的功率因数。

$$\cos\varphi_2 = \frac{r_2}{\sqrt{(r_2)^2 + (x_2)^2}} = \frac{r_2}{\sqrt{(r_2)^2 + (sx_{20})^2}} = \frac{r_2/s}{\sqrt{(r_2/s)^2 + x_{20}^2}} \quad (4-47)$$

可以看出，转子从静止到旋转，再上升为高速运转的过程中， $s$  越来越小，转子回路中的电阻保持不变，漏抗越来越小；或者说，转子回路中的电阻越来越大，漏抗保持不变。转子回路的功率因数也随转速的升高和转差率  $s$  的变小而越来越大。可见，转子在静止时漏抗最大，功率因数最小。

(6) 转子旋转时的磁通势。转子在旋转过程中，转子绕组中的电流也会产生磁通势，并且随着转子的旋转也同样在旋转，相对于转子的转速为  $\Delta n = n_1 - n$ ，而相对于定子绕组或静止部分的转速则为

$$\Delta n + n = n_1 \quad (4-48)$$

由此可见，在气隙中，转子电流产生的磁通势与定子产生的磁通势是同步的，因此，

该磁场将与定子产生的磁场共同构成一个合成磁场或磁通势。同时,它也会同样切割(或交链)定子线圈和转子线圈,并在其中产生感应电动势。

## 2. 转子旋转时的等效电路与相量图

首先应注意两个问题:转子在静止时,转子一侧向定子一侧折算相当于变压器的副边向原边折算;而转子在旋转时,转子一侧向定子一侧折算与变压器的副边向原边折算却是不同的。不同之处在于:定子一侧为静止,而转子一侧是旋转着的。因此,要想利用转子静止时折算的等效电路来对转子旋转情况进行分析,则需要分以下两步进行。

(1) 首先,要将转子旋转的等效电路折算成转子不转(或堵转)时的转子等效电路。

转子旋转与转子不转之间的等效电路上的差异主要体现在转子频率的变化上和转差率上。比较转子静止时的转子电流表达式(4-28)和旋转时的电流表达式(4-46)可以看出,异步电机从静止到旋转,电路参数除转子回路等效电阻 $r_2$ 变化外,其他没有什么变化。因此,不难画出电机在转子旋转状态下的等效电路,如图4.21所示。该图的等效电路相当于转子在静止状态下的等效电路。不同的是转子回路的等效电阻是 $r_2/s$ 而不是 $r_2$ 。

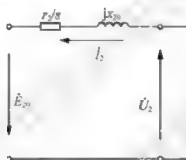


图 4.21 异步电机在旋转状态下转子绕组等效电路图

(2) 然后,将转子回路电阻为 $r_2/s$ 时的静止状态下的等效电路即转子旋转状态下的等效电路向定子一侧折算,即可得到折算后的转子在旋转状态下的异步电机等效电路如图4.22所示。

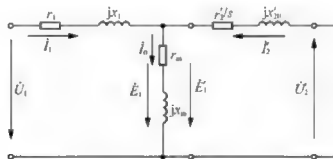


图 4.22 异步电机在旋转状态下的等效电路

为了便于与原静止时的等效电路(图4.20)进行对照,不妨将图4.22中的转子电阻 $r_2'/s$ 写成如下形式:

$$\frac{r_2'}{s} = r_2' + \frac{r_2'}{s} - r_2' = r_2' + \frac{1-s}{s} r_2' \quad (4-49)$$



C



根据等效电路及其电磁关系,可画出电动机在旋转状态下的矢量图,如图 1.24 所示。

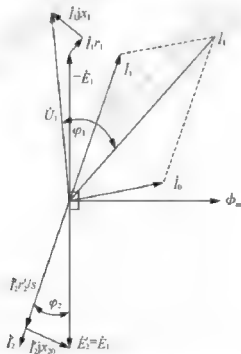


图 4.24 异步电机在旋转状态下的矢量图

## 4.7 三相异步电动机的功率和转矩

### 4.7.1 功率关系

通过前面几节的学习,利用电磁平衡方程、等效电路以及相量图等方法对三相异步电动机的工作原理和各个物理量之间的关系进行了分析和描述,使我们对三相异步电机有了比较清晰的了解。这一节将从能量传递和功率关系的角度,利用表达式和能流图的形式,进一步对三相异步电机进行分析和描述。

三相异步电动机在运行时,通过定子绕组从电网吸收功率,并通过定子与转子之间的气隙向转子传递功率,转子又将得到的电磁功率转化为机械功率输出,并在转子轴上形成转矩以带动负载。这一点在三相异步电机的等效电路中体现得非常清晰。不过等效电路只描述了三相异步电机一相的工作情况,由电源(网)输入电动机的功率应为单相的3倍。由此可知,对 $m_1$ 相电机而言,因为功率是标量,可以直接相加,得到 $m_1$ 相的总功率

$$P_1 = m_1 U_p I_p \cos \varphi_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (4-50)$$

式中, $U_p$ 、 $I_p$ 为相值; $U_1$ 、 $I_1$ 为线值。

从图4.23所示的等效电路可以看出,输入电机的有功功率主要消耗在 $r_1$ 、 $r_m$ 和 $r_2'/s$ 这3个等效电阻上了,它们分别是

$$\text{定子一侧的铜损耗} \quad p_{Cu1} = m_1 I_1^2 r_1 \quad (4-51)$$

$$\text{铁心中的铁损耗为} \quad p_{Fe} = m_1 r_m I_m^2 \quad (4-52)$$

通过气隙间的磁场传递给转子的电磁功率都消耗在 $r_2'/s$ 上了,其表达式为

$$P_{em} = m_1 E_2' I_2' \cos \varphi_2' = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s}$$

$$\text{或} \quad P_{em} = m_1 I_2'^2 r_2' + m_1 I_2'^2 \frac{1-s}{s} r_2' = p_{Cu2} + P_m \quad (4-53)$$

式中, $P_m = m_2 I_2' \frac{1-s}{s} r_2' = m_1 I_2'^2 \frac{1-s}{s} r_2'$ 为电动机输出的总的机械功率; $p_{Cu2} = m_2 I_2'^2 r_2' = m_1 I_2'^2 r_2'$ 为转子绕组的损耗或铜损。

通过气隙间的磁场传递给转子的有功功率,称为电磁功率。若从三相异步电机的输入端看,电磁功率等于输入功率减去定子一侧的铜损和空载时的铁损:

$$P_{em} = P_1 - p_{Cu1} - p_{Fe} \quad (4-54)$$

若从三相异步电机的输出端看,电磁功率等于转子铜损与输出机械功率之和:

$$P_{em} = p_{Cu2} + P_m \quad (4-55)$$

由上述两个表达式可知,电磁功率是电机输入的电功率转换为机械功率的中间功率。换句话说,电机输入的电功率是通过电磁功率转换为机械功率的。而电动机轴头输出的机械功率为总的机械功率减去机械损耗和少量的附加损耗。

$$P_2 = P_m - p_{mec} - p_{ad} \quad (4-56)$$

三相异步电动机中的总损耗为

$$\sum p = p_{Cu1} + p_{Fe} + p_{Cu2} + p_{mec} + p_{ad} \quad (4-57)$$

三相异步电动机总的有功功率之和为

$$P_1 = p_{Cu1} + p_{Fe} + p_{Cu2} + p_{mec} + p_{ad} + P_2 \quad (4-58)$$

这里, 各种功率之间的关系通过数学表达式的形式描述的非常清楚, 但公式略显较多, 不便记忆。不妨将各个功率之间的关系用三相异步电动机能量流程图形象地表示出来, 简称能流图, 如图 4.25 所示。

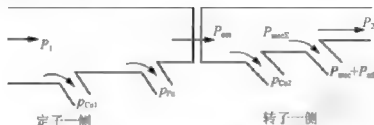


图 4.25 异步电机的能量传递与功率分配流程图

通过能流图, 三相异步电动机的输入电功率  $P_1$ 、定子回路损耗  $p_{Cu1}$ 、磁路损耗  $p_{Fe}$ 、由定子通过气隙磁场传递给转子的电磁功率  $P_{em}$  及转子回路的铜损耗  $p_{Cu2}$ 、机械损耗  $p_{mec}$  和输出机械功率  $P_2$  之间的关系, 一目了然, 非常直观、形象。同时, 由式 (4-53) 还可以看出, 转子铜损耗与电磁功率、输出总的机械功率与电磁功率存在如下关系:

$$p_{Cu2} = m_1 r_2' I_2'^2 = s P_{em} \quad (4-59)$$

$$P_m = m_1 \frac{1-s}{s} r_2' I_2'^2 = (1-s) P_{em} \quad (4-60)$$

#### 4.7.2 转矩平衡关系表达式

根据电路理论可知, 只有电流的有功分量才能做功。由动力学知识可得

$$T_m = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{(1-s)P_{em}}{2\pi n/60} = \frac{P_{em}}{2\pi n_1/60} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} \quad (4-61)$$

电动机的轴头输出转矩为

$$T_2 = \frac{P_2}{\Omega} = T_m - T_0 = \frac{P_m - p_{mec} + p_{ad}}{\Omega} \quad (4-62)$$

$$T_m = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{m_1 E_2' I_2' \cos \varphi_2}{2\pi n_1/60} = \frac{4.44 m_1 f_1 N_1 k_{N1} \Phi I_2' \cos \varphi_2}{2\pi f_1 / p} \quad (4-63)$$

式 (4-63) 表明, 三相异步电动机的电磁转矩与气隙磁通和转子电流的有功分量成正比。或者说, 三相异步电动机的电磁转矩与气隙磁通和转子电流的乘积成正比。

**【例 4-2】** 一台三相鼠笼异步电机, 额定功率为 3kW, 额定电压为 380V, Y 接法, 额定转速为 957r/min。电机参数如下:  $r_1 = 2.08\Omega$ ,  $r_2' = 1.525\Omega$ ,  $r_m = 4.12\Omega$ ,  $x_1 = 3.12\Omega$ ,  $x_2' = 4.25\Omega$ ,  $x_m = 62\Omega$ , 机械损耗  $p_{mec} = 60W$ 。试分别求在额定转速时的定子电流、转子电流折算值、功率因数、效率及输出转矩。

解: 额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1000 - 957}{1000} = 0.043$$

$$\text{额定相电压} = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220(\text{V})$$

设以  $\dot{U}_1$  为参考轴, 则  $\dot{U}_1 = 220\angle 0^\circ$

定子电流:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \frac{Z_2' Z_m}{Z_2' + Z_m}} = \frac{220\angle 0^\circ}{2.08 + j3.12 + \frac{(\frac{1.525}{0.043} + j4.25)(4.12 + j62)}{\frac{1.525}{0.043} + j4.25 + 4.12 + j62}} \\ &= 6.822\angle -36.41^\circ(\text{A}) \end{aligned}$$

转子电流:

$$-\dot{I}' = \frac{\dot{I}_1 Z_m}{Z_2' + Z_m} = \frac{6.822\angle -36.41^\circ \times (4.12 + j62)}{\frac{1.525}{0.043} + j4.25 + 4.12 + j62} = 5.49\angle -9.352^\circ(\text{A})$$

功率因数:  $\cos\theta_1 = \cos(-36.41^\circ) = 0.8047$

输入功率:  $P_1 = 3U_1 I_1 \cos\theta_1 = 3 \times 220 \times 6.822 \times 0.8047 = 3622(\text{W})$

输出功率:  $P_2 = 3I_2' r_2' \frac{1-s}{s} = 3 \times 5.49 \times 1.525 \times \frac{1-0.043}{0.043} = 60 = 3008(\text{W})$

效率:  $\eta\% = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{3008}{3622} \times 100\% = 83.05\%$

输出转矩:  $T_2 = \frac{P_2}{\Omega} = \frac{3008}{\frac{2\pi \times 957}{60}} = 30(\text{N} \cdot \text{m})$

## 4.8 三相异步电动机的运行特性与参数测定

### 4.8.1 三相异步电动机的工作特性

三相异步电动机的工作特性是指在额定的电压和频率条件下, 电动机的转速  $n$ 、输出转矩  $T_e$ 、定子电流  $I$ 、功率因数  $\cos\varphi$  及效率  $\eta$  与输出功率  $P_2$  的关系 (或曲线)。

#### 1. 转速特性

转速特性是指在额定的电压和频率条件下, 电动机的转速  $n$  与输出功率  $P_2$  的关系 (或曲线), 即  $n = f(P_2)$ 。

空载时,  $s \approx 0$ ,  $n = (1-s)n_1 \approx n_1$ 。

负载时,  $0 < s \leq 1$ ,  $n = (1-s)n_1$ ; 当  $s = 0.01 \sim 0.05$  时, 转速特性近似为线性, 如图 4.26 所示。

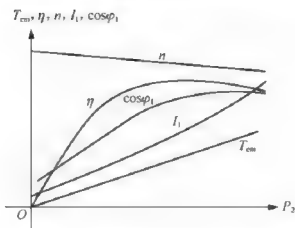


图 4.26 三相异步电动机的工作特性曲线

## 2. 转矩特性

转矩特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的输出转矩  $T_2$  与输出功率  $P_2$  的关系（或曲线），即  $T_2 = f(P_2)$ 。

空载时， $P_2 = 0$ ， $T_2 = P_2 / \Omega = 0$ 。

负载时， $0 < s \leq 1$ ， $T_2 = P_2 / \Omega \approx T_{em} - T_0$ ，结合式 (4-63)，可得转矩特性曲线如图 4.26 所示。

## 3. 定子电流特性

定子电流特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的定子电流  $I_1$  与输出功率  $P_2$  的关系（或曲线），即  $I_1 = f(P_2)$ 。

由电动机等效电路可以看出：随着负载的增加，转差率  $s$  增大， $r_2'/s$  减小，或  $(1-s)r_2'/s$  越来越小， $I_1$  会越来越大。因此，定子电流特性曲线近似为一直升的直线。

## 4. 功率因数特性

功率因数特性是指在额定的电压和频率条件下，功率因数  $\cos\varphi$  与输出功率  $P_2$  的关系（或曲线）。

图 4.26 中的功率因数曲线说明，随着负载的增加以及定子电流的有功分量的增加，功率因数呈上升趋势。在接近额定负载时，功率因数达到最大值；超过额定负载后，由于转速下降，转差率增大，转子电抗增大，功率因数减小。

## 5. 效率特性

效率特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的效率  $\eta$  与输出功率  $P_2$  的关系（或曲线），即  $\eta = f(P_2)$ 。

### 4.8.2 三相异步电动机的参数测定

与变压器类似，三相异步电动机通过空载实验和短路实验，可测定得到其各个参数值。

## 1. 空载实验

空载实验的目的是为了测定电动机的  $r_m$ 、 $x_m$ 、 $p_F$ 、 $p_{mec}$ 。实验是在额定电压和额定频率的条件下进行的。实验的方法及步骤如下。

首先,在电动机不带机械负载的条件下,给电动机加电,并让电动机运行一段时间,使其机械损耗达到稳定值。

然后,将电压调到额定值的 1.1~1.3 倍,并从此时开始慢慢降低电压,直到电动机的转速发生明显变化,在这个过程中进行实验测量,记录电动机的电压  $U_1$ 、空载电流  $I_0$ 、空载功率  $p$  和转速  $n$ ,并通过逐点描绘出空载特性曲线。如  $I_0 = f(U)$  和  $p_0 = f(U)$ 。

由于异步电动机在空载时转速很高,  $n \approx n_1$ ,  $I_s \approx 0$ , 电动机的空载损耗主要是定子的铜损耗、铁损耗及机械损耗和附加损耗,所以电动机的空载损耗为

$$p_0 = m I_0^2 (r_1 + r_m) + p_{mec} + p_{ad} \quad (4-64)$$

机械损耗  $p_{mec}$  在转速变化不大时,可以认为是一个与电压无关的恒定值。对于三相异步电动机而言,有

$$x_0 = \frac{U_1}{I_0} \quad (4-65)$$

$$r_0 = r_1 + r_m = \frac{p_0 - p_{mec} - p_{ad}}{3 I_0^2} \quad (4-66)$$

$$x_0 = x_1 + x_m = \sqrt{x_0^2 - r_0^2} \quad (4-67)$$

空载时,电动机的转差率  $s \approx 0$ , 转子可以看作是开路的,于是从电动机空载等效电路(图 4.27)可得

$$x_0 = x_m + x_1 \text{ 或 } x_m = x_0 - x_1 \quad (4-68)$$

$$r_0 = r_m + r_1 \text{ 或 } r_m = r_0 - r_1 \quad (4-69)$$

式中,  $x_1$  可由下面的短路实验获得。

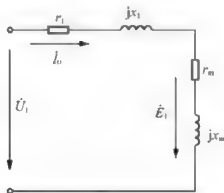


图 4.27 异步电机空载实验时的等效电路

## 2. 短路实验

短路实验的目的是为了测定异步电动机的短路阻抗,即转子电阻  $r_2$  和定、转子的电抗  $x_1$  和转子漏抗  $x_2$ 。当然,定子电阻和绕线式电机的转子电阻可以用欧姆表或伏安法测定。

但是, 由于交流绕组有集肤效应, 直流电阻小于交流电阻, 特别是鼠笼式转子绕组的电阻不可能直接进行测量, 因此, 通常都是通过短路实验来确定其短路参数的。

在短路实验时, 首先, 需要将电动机的转子堵住, 使其不能转动。此时, 电动机可以用工程上分析方便的等效电路来表示, 如图 4.28 所示。等效电路表明, 三相异步电动机此时的状态与变压器的副边短路时状态和等效电路是一样的, 转子中的短路电流相当大。所以, 称电动机在这个状态下的实验为短路实验。

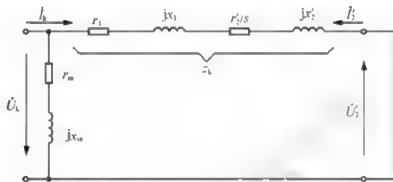


图 4.28 短路实验时的等效电路

然后, 不断地调节定子电压的大小, 使其从约  $0.4U_{1N}$  开始, 逐步降至  $0.25U_{1N}$  左右。记录每次调节时定子的端电压、定子的短路电流和短路功率, 并据此画出电动机的短路特性曲线, 如图 4.29 所示。

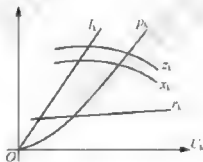


图 4.29 短路实验参数曲线

由于转子堵转, 转子中的电流  $I_2'$  或  $I_m \gg I_0$ ,  $z_m \gg z_k$  或  $z_2'$ , 所以忽略励磁电流  $I_0$  或将  $z_m$  所在支路开路不会造成较大的影响。根据短路实验每次测得的定子相电压  $U_k$ 、定子相电流  $I_k$  和输入的总功率  $P_k$ , 即可计算出每次异步电动机的短路阻抗  $z_k$ 、短路电阻  $r_k$  和短路电抗  $x_k$  的值为

$$z_k = \frac{U_k}{I_k} = \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = \sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2} \quad (4-70)$$

$$z_k = \frac{P_k}{I_k^2} \quad (4-71)$$

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} \quad (4-72)$$

从而可在图 4.29 中画出  $z_k$ 、 $r_k$  和  $x_k$  随  $U_k$  变化的曲线。

最后, 还必须指出, 短路实验就是堵转实验。电动机在堵转时, 电动机的输出功率和

机械损耗功率均等于零,全部输入功率都变成定子铜耗和转子铜耗。如果定子绕组加上额定电压,电动机的电流就是直接起动时的电流,这个电流可达额定电流的4~7倍,瞬间即或将三相异步电动机因过热而烧毁。为了使电机绕组不致过热,实验时一般都是降低电源电压,如从 $U_1 = 0.4U_N$ 开始,逐步降低电压,测绘出电动机的短路特性 $I_k = f(U)$ 和 $p_k = f(U_1)$ 。

## 4.9 单相异步电动机

由单相电源供电的异步电动机称为单相异步电动机,其基本原理是建立在三相异步电动机基础上的,但是在结构和特性方面有不少差别。单相异步电动机定子绕组是单相绕组,其转子为笼型。工作时,定子绕组接在单相电源上,单相电流通过单相绕组会产生方位不变(与绕组轴线一致),而大小和方向随时间按正弦规律变化的脉振磁通势,从而产生脉振磁场。

### 4.9.1 单相异步电动机的工作原理

脉振磁通势可以分解为两个幅值相等、转速相同、转向相反的旋转磁通势,这一结论可以利用反证法通过图4.30来证明。图中给出了脉振磁通势 $F$ 随时间按照正弦规律变化的波形,下面则画出了对应的两个幅值相等、转速相同、转向相反的旋转磁通势转到不同位置时的合成结果。图4.30表明,合成磁通势在任一瞬间都与对应的脉振磁通势的瞬时值相等。

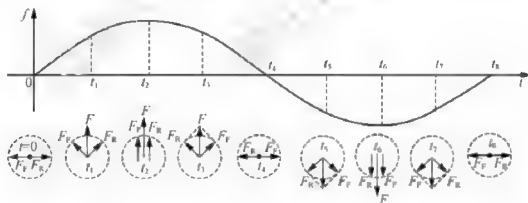


图 4.30 单相异步电动机脉振磁通势分解

上述两个旋转磁通势产生的旋转磁场分别对转子产生方向相反的电磁转矩 $T_f$ 和 $T_R$ 。电磁转矩 $T_{em}$ 与转差率 $s$ 之间的关系曲线如图4.31所示。当转子静止不动时,即 $n = 0$ ,两个旋转磁场与转子之间的相对运动速度相等,它们与转子之间的转差率 $s_f = s_R$ ,因而 $T_f = T_R$ ,合成转矩 $T_{em} = 0$ ,即单相异步电动机没有起动转矩,不能自行起动。

当转子已经沿顺时针方向旋转时,转差率的变化如图4.31(a)所示,可知 $T_f > T_R$ , $T_{em} = T_f - T_R \neq 0$ ,电动机继续顺时针运行。当转子已经逆时针方向旋转时,转差率的变化如图4.31(b)所示,可知, $T_f < T_R$ , $T_{em} = T_R - T_f \neq 0$ ,电动机继续逆时针运行。

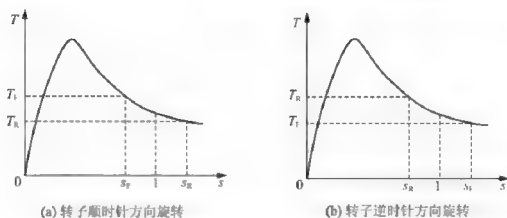


图 4.31 单相异步电动机电磁转矩与转差率的关系曲线

可见,单相异步电动机虽无起动转矩,却有运行转矩,只要能解决起动问题,便可以带负载运行。三相异步电动机接至电源的3根导线中若有一根断线,电动机便处于单相状态。因此,如果起动时断线,电动机将无法起动,时间一长,会因电流过大而烧坏;如果是运行中断线,电动机仍可继续运行,但电流相应增大,故负载一般不能超过额定负载的30%才能保证其稳定运行。

#### 4.9.2 单相异步电动机的起动方法

单相异步电动机的起动方法有两种,即分相起动和罩极起动。

##### 1. 分相起动

如图4.32所示,采用这种起动方法的电动机定子上装有两个轴线在空间互差 $90^\circ$ 的绕组, W1W2称为工作绕组, S1S2称为起动绕组。起动绕组串联电容器后与工作绕组一起并联接于单相交流电源上,电容的作用是使 $i_s$ 与 $i_w$ 之间的相位差等于或接近 $90^\circ$ 。相位相差 $90^\circ$ 的两相电流,通过轴线在空间互差 $90^\circ$ 的两相绕组,与三相电流通过三相绕组一样产生旋转磁场,从而产生起动转矩使电动机起动。

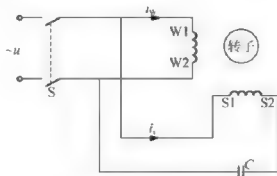


图 4.32 单相异步电动机两相起动示意图

电动机起动后,其运行方式有两种:一种是两相起动单相运行,这种电动机在起动绕组电路中串联了一个离心式开关,电动机起动后开关自动断开,电动机进入单相运行,这种电动机称为单相电容起动电动机;另一种是两相起动、两相运行,起动绕组电路中未接

离心式开关, 起动和运行时电动机都处于两相状态, 这种电动机称为单相电容运转电动机。将两个绕组中接电源两端的任何一个绕组对调一下位置, 即可改变两相电流的相序, 旋转磁场的转向便会改变, 从而可以改变转子的转向。

## 2. 罩极起动

采用这种起动方法的电动机定子做成凸极形状, 上面绕有励磁绕组并在磁极约为  $1/3$  的部分装有一个闭合的铜环, 称为短路环, 如图 4.33 所示。转子仍为笼型转子, 当定子磁极中的一部分磁通通过短路环时, 在环内产生感应电动势和感应电流, 它将阻止磁通的变化, 使得这一部分磁通与另一部分不穿过短路环的磁通之间出现相位差。这两部分在空间相差一定角度, 在时间上有一定相位差的磁通将形成一个旋转磁场, 使转子产生起动转矩。转子的旋转方向是由磁极未罩部分向被罩部分的方向旋转。这种电动机起动转矩很小, 适用于空载下起动的设备。

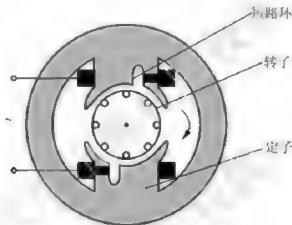


图 4.33 单相异步电动机罩极起动示意图

## 4.10 同步电机

同步电机是一种交流电机, 其工作原理与异步电机之间既有联系, 又有区别。异步电机的同步运行是这种联系和区别的具体体现。从结构上, 常规同相的同步电机与异步电机的定子基本没有差别, 而转子部分二者完全不同, 这也是电机运行时“同步”和“异步”差别的根源所在。

图 4.34 所示为具有一对磁极的三相同步电机的工作原理示意图。U1U2、V1V2、W1W2 为其三相绕组, 其转子则是由转子铁心和转子绕组两部分为主组成。工作时, 在转子绕组中通过直流电流使转子形成 N 极和 S 极。这一形成磁极的绕组称为励磁绕组, 励磁绕组中的电流称为励磁电流。与其他电机一样, 同步电机既可以作为电动机运行, 又可以作为发电机运行, 通常主要作为发电机来应用。下面分别介绍三相同步电动机和三相同步发电机的工作原理。

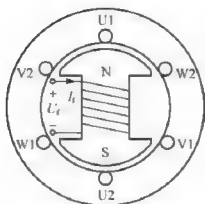


图 4.34 一对磁极的三相同步电机工作原理示意图

#### 4.10.1 同步电动机工作原理

三相同步电动机在运行时,与三相异步电动机一样,定子三相绕组接成星形或三角形后接到三相电源上。三相电流通过三相绕组形成旋转磁通势,产生以同步转速旋转的旋转磁场,如图 4.35 (a) 所示。图中用外面的一对 N 极和 S 极代表旋转磁场,只要旋转磁场的磁极对数与转子磁极的磁极对数相同,从磁极间同性相斥、异性相吸的基本物理特性可以断定,不论旋转磁极与转子磁极起始时的位置如何,总是旋转磁极的 N 极和 S 极分别与转子上的电流形成的 S 极和 N 极相吸,产生电磁转矩,旋转磁场必定牵引着转子磁极以相同的转速旋转。因而,电动机的转子转速与旋转磁场的转速相同,这就是“同步”名称的由来。电动机的转速为同步转速,即

$$n = n_1 = \frac{60 f_1}{p} \quad (4-73)$$

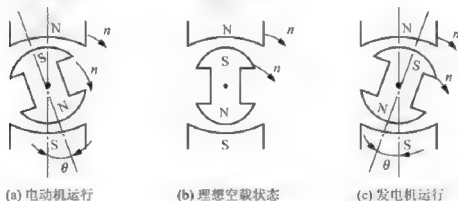


图 4.35 三相同步电机工作状态

同步电动机是一种定子侧用交流电流励磁以建立旋转磁场,转子侧用直流电流励磁构成磁极的双边励磁的交流电动机。其工作原理就是通过旋转磁场以电磁力拖着转子磁极同步地旋转。当转子转动起来后,转子励磁电流通过励磁绕组产生的磁通势也变成了旋转磁通势,可见三相同步电动机在运行时存在着以下两个旋转磁通势。

(1) 定子旋转磁通势,又称电枢旋转磁通势。它由定子三相电流通过定子三相绕组产



生,是以电气方式形成的旋转磁通势。

(2) 转子旋转磁通势,又称励磁旋转磁通势。它由转子励磁电流通过转子励磁绕组产生,是以机械方式形成的旋转磁通势。

两者以同一速度沿同一方向旋转,所以气隙总磁通势就是这两者合成的结果。图 4.35 中外面的 N 极和 S 极所代表的旋转磁场就是由合成旋转磁通势所产生的旋转磁场。电枢电流不同,电枢旋转磁通势便会不同,合成磁通势也就不同,它所产生的旋转磁场也不同,电枢旋转磁通势对合成旋转磁通势的影响称为电枢反应。如果转子磁极与旋转磁场的轴线重合,如图 4.35 (b) 所示,它们的相互作用力在轴线方向,没有切向分力,不会形成电磁转矩。由于受被其拖动的负载的影响,如图 4.35 (a) 所示,转子磁极滞后于旋转磁场一个角度  $\theta$  时,转子上才会产生与其转向相同的电磁转矩,同步电机才处于电动机运行状态。这时,电动机从定子电源输入电功率,从转子输出机械功率。显然,  $\theta$  的大小与电磁转矩及电磁功率的大小有关,因此称为攻角。既然攻角是转子磁极与合成旋转磁场轴线间的夹角,显然它也是励磁旋转磁通势与合成旋转磁通势之间的夹角。三相同步电机作电动机运行时,励磁旋转磁通势在空间滞后于合成旋转磁通势  $\theta$  角。

#### 4.10.2 同步发电机工作原理

同步电机作为发电机运行时,转子由原动机拖动,以恒定不变的转速旋转,从而产生了旋转磁场。旋转磁场与定子三相绕组存在着相对运动,从而在定子三相绕组中产生对称的三相励磁电动势。三相同步发电机空载运行时,每相绕组的空载电动势即为励磁电动势  $E_0$ , 其大小为

$$E_0 = 4.44 k_N N_f f_1 \dot{\Phi} \quad (4-74)$$

式中,  $\Phi$  为转子每极磁通,即励磁旋转磁通的最大值,在相位上  $\dot{E}$  滞后于  $\dot{\Phi}$   $90^\circ$ 。

三相同步发电机定子绕组一般为星形连接,故空载时相电压  $U = E$ , 线电压  $U = \sqrt{3} E_0$ , 其电动势的频率为

$$f_1 = \frac{pn}{60} \quad (4-75)$$

从式 (4-75) 可以看出,为保持  $f_1$  不变,要求同步发电机的  $pn$  — 常数,并且  $n$  要恒定。负载时定子三相绕组向外输出三相电流,三相电流通过三相绕组也要产生电枢旋转磁通势,所以三相同步发电机运行时,其旋转磁场也由励磁磁通势和电枢旋转磁通势合成的旋转磁通势产生,而且当电流变化时也会产生电枢反应,对旋转磁场产生影响。当发电机的转子在原动机的拖动下,如图 4.35 (c) 所示,以超前于旋转磁场一个攻角  $\theta$  旋转时,电磁转矩的方向与转子转向相反,原动机只有克服电磁转矩才能拖动转子旋转。这时电机转子从原动机输入机械功率,而从定子输出电功率。由此可见,在同步发电机中,励磁旋转磁通势在空间是超前于合成旋转磁通势  $\theta$  角的。图 4.35 (b) 所示为处于电动机运行和发电机运行状态之间的理想空载状态。

#### 4.10.3 同步电机的结构

同步电机也是由静止的定子和转动的转子两个基本部分组成的。



### 1. 定子

同步电机的定子又称电枢，其结构与异步电机相同，起着接收电能（电动机）或产生及释放电能（发电机），产生旋转磁场的作用。它由定子（电枢）铁心、定子（电枢）绕组、机座和端盖等组成。定子铁心由硅钢片叠成，内壁槽内嵌放着对称绕组。

### 2. 转子

同步电机的转子一般主要由转子铁心、励磁绕组、转轴等组成。转子铁心由整块的铸钢或锻钢制成，其上绕有励磁绕组。转轴上装有两个彼此绝缘的集电环，分别与励磁绕组两端相连，集电环上压着两组固定不动的电刷，通过电刷引出两个接线端，以便从外部通入直流励磁电流。

按照转子结构的不同，同步电机转子一般又可以分为隐极式和凸极式两种。隐极式转子如图 4.36 (a) 所示，铁心成圆柱形，铁心上开槽，槽内嵌放励磁绕组，它与定子铁心之间的气隙较均匀。凸极式转子如图 4.36 (b) 所示，励磁绕组集中绕在两磁极之间的铁心柱上，它与定子铁心之间的气隙是不均匀的。转子磁极的中心轴线称为纵轴或直轴，相邻两磁极之间的轴线称为横轴或交轴。隐极式同步电机直轴和交轴处的气隙相等、磁阻相同。凸极式同步电机直轴处气隙小、磁阻小，而交轴处的气隙大、磁阻大。一般转速较高的同步电机采用隐极式，转速低的同步电机采用凸极式。另外，一般小型同步电机，尤其是小型同步电动机，常采用转子永磁结构，称为永磁同步电动机，常用于工业控制领域的伺服控制系统中。



图 4.36 同步电机的转子

## 4.10.4 同步电机的应用简介

在 20 世纪 90 年代及其以前，同步电机多为大中型电机，并且以大型同步发电机为常见，至今，全球电能的 90% 以上均通过大型三相同步发电机提供。如燃煤火力发电厂的汽轮机、水电站的水轮机等均驱动三相同步发电机发电。近年来，在风力发电领域，永磁直驱式同步发电机逐步在大量应用，尤其是海上风力发电领域。

进入 21 世纪以来，由于同步电动机相对异步电动机的可控性和精确性，工业控制、国防军工、电动汽车牵引等领域对高精度运动控制的需求中开始大量采用中小型及微型同步电动机，并且多为转子永磁结构，因为常用于伺服系统中，所以叫它交流永磁同步伺服

电机,与控制系统一起简称交流伺服系统。系统一般通过编码器检测转子位置及速度值,反馈后,结合给定信号,通过专门的控制器完成对永磁同步电机的驱动控制。

## 阅读材料:

### 交流电机发展简介

自19世纪后期,以特斯拉为代表的科学家们发明了交流电机后,各类交流电机的应用发展就一直没有停止过。在电机产业界,国外历史悠久的西屋电气、通用电气、西门子等众多耳熟能详的大型跨国公司就是靠交流电机的生产而名声远播;在国内,几十年来,大中型交流电机产业界的上海电气、东方电气、哈尔滨电机等大型央企,以及数量众多的中小型交流电机企业,为交流电机的行业应用扩展、技术进步做出了卓越贡献。

就发电而言,除了少量太阳能光伏发电及交流异步发电机之外,全世界几乎90%以上的电能由交流同步发电机产生。近十余年来,以风力发电为代表的新能源发电模式获得了大力发展,催生了配套的交流异步和同步发电机。而在单机容量方面,从建国初期最大几万千瓦,到现在可达上百万千瓦。

就电动机而言,近些年在应用扩展上更显得长足进步,尤其在代表科技进步,代表绿色产业的新兴领域。譬如电动汽车大多采用交流同步电动机或者交流三相异步电动机驱动,而早期电动汽车的雏形国内俗称的电瓶车多为直流电动机驱动。新型的轨道交通牵引,尤其是我国著名的高铁列车,几乎都采用了交流电动机代替早期铁道列车常用的直流电动机。以及智能建筑中的电梯牵引、工业自动化中代替人工和燃油的动力产生,等等,均离不开交流电动机。

另外,在电机本身方面,高效率的交流电机设计制造在近些年已然是国内外的重点发展方向,GB 18613标准在我国6年内发布了3个版本,可见其发展之快。高效率交流电机主要借助于新材料、新型精密加工技术和现代电机设计技术的进步而进步。

所以,那种说电机已经发展到头了,是夕阳产业的人,完全不了解电机尤其是交流电机至今一直处于不断的应用扩展中,也不了解电机本体的设计和工艺技术正在借助现代微纳加工技术及新材料技术等处于不断进步中。人类的电气化在未完成之前,一定少不了交流电机更大的舞台!

## 小结

从不同角度区分,交流电机分为多种,其中尤以三相异步电动机最为常见。

本章首先针对交流电机的共性问题进行了介绍,包括绕组,以及绕组的电动势、磁动势公式的推导。交流电机的绕组又称电枢绕组,首先对其常用基本术语做了介绍,单层和双层典型绕组接法做了图解。通过一根导体的电动势,到最后推导得到每相绕组的电动势公式。磁动势的介绍也遵循电动势的介绍惯例,最后合成的磁动势形成交流电机磁场,这个磁场在绕组和通电顺序都对称条件下是旋转的,这是一个重要概念!

接下来大篇幅介绍异步电动机尤其是三相异步电动机。

首先是异步电动机的结构、工作原理、额定值,给出了转差率的概念。

详细分析了三相异步电动机从转子静止到旋转运行稳定状态期间的电磁分析原理,通过类似变压器的电磁分析折算原理,获取三相异步电动机的等效电路和相量图,尤其是等

效电路的获得,极大地方便了对三相异步电动机的定性分析。

针对三相异步电动机的功率平衡、转矩平衡这两大平衡关系进行了推导,并得出结论。

简介了三相异步电动机的转速、转矩、定子电流、功率因数、效率等运行特性,以及通过空载实验和短路实验来测定并计算未知的电机参数方法。

异步电动机用于小功率拖动场合时常采用单相交流电源供电,但不采取特殊措施的话,单相异步电动机没有初始起动转矩,本章介绍了单相异步电动机的工作原理和几种辅助起动方法。

本章最后介绍同步电机,介绍了同步电机的结构,同步发电机和同步电动机的工作原理,最后简介了同步电机的应用。

## 习题

1. 一台三相交流电机的电枢绕组共有48个线圈,每极每相槽数 $q=2$ ,则双层绕组的极对数为\_\_\_\_\_,单层绕组时电机的极对数为\_\_\_\_\_。

2. 根据三相异步电机工作原理看,若需改变电机的转向,需改变定子绕组建立的方向,在实际中则可通过改变\_\_\_\_\_实现。

3. 一台六极三相异步电机,接在50Hz的交流电源上,转差率 $s=0.05$ ,此时电机的转速为\_\_\_\_\_ r/min,定子旋转磁场相对转子的转速为\_\_\_\_\_ r/min,定子旋转磁场相对转子旋转磁场的转速为\_\_\_\_\_ r/min,同步速度为\_\_\_\_\_ r/min。

4. 当三相异步电机的转差率 $s$ 在\_\_\_\_\_范围内,并且转速 $n>0$ 时,电机运行于电动机状态,此时电磁转矩的性质为\_\_\_\_\_;在\_\_\_\_\_时,电机运行于发电机状态,此时电磁转矩的性质为\_\_\_\_\_。

5. 三相异步电机运行时转差率为0.03,转子铜损耗为0.6kW,机械功率为\_\_\_\_\_ kW,电磁功率为\_\_\_\_\_ kW。

6. 同步电动机的转子结构形式有\_\_\_\_\_式和\_\_\_\_\_式。\_\_\_\_\_式转子的同步电机的气隙均匀。

7. 三相双层叠绕组,采用短距和分布的方法,目的是( )。

- A. 得到较大的相电动势
- B. 获得较大的磁动势
- C. 改善电动势波形
- D. 产生圆形旋转磁场

8. 一个整距线圈的感应基波电动势为200V,将其改为短距线圈后,设其短距系数 $k_p=0.977$ ,则其感应的基波电动势为( )。

- A. 200V
- B. 195.4V
- C. 大于200V
- D. 以上都不对

9. 三相异步电动机定子接三相电源空载运行时,气隙中每极磁通 $\Phi$ 的值主要取决于( )。

- A. 电源电压大小
- B. 气隙大小
- C. 磁路饱和程度
- D. 空载电流大小

10. 三相异步电动机的空载电流比变压器的空载电流大,是因为异步电动机( )。

- A. 损耗大
- B. 是旋转电机
- C. 漏抗大
- D. 气隙大

11. 一台三相四极异步电动机,电源频率50Hz,转差率0.02,则定子旋转磁场以

( ) r/min 的速度切割转子绕组。

- A. 1500      B. 1470      C. 30      D. 1530

12. 在三相异步电动机的等效电路中, 对应电磁功率的电阻是 ( )。

- A.  $\frac{(1-s)r'_2}{s}$       B.  $\frac{r'_2}{s}$       C.  $r'_2$       D.  $r_m$

13. 下列关于单相异步电动机说法正确的是 ( )。

- A. 空载时可以直接起动  
B. 定子绕组并联一定电容后很难在满载情况下起动  
C. 罩极起动方式可以适应满载情况下的起动  
D. 电容起动单相异步电动机运行中, 若断掉电容, 电机可以继续运行

14. 什么叫电角度? 电角度与机械角度是什么关系?

15. 试说明直流绕组磁势、单相交流绕组基波磁势和三相交流绕组基波磁势的区别。

16. 异步电动机转子有哪几种结构形式? 它们与直流电机转子的根本区别是什么?

17. 为什么异步电动机(电动状态)的转速  $n$  总低于同步转速  $n_1$ ?

18. 异步电动机的气隙为什么要做得很小?

19. 异步电动机在稳定运行时, 定、转子电动势, 电流的频率各为多少? 转子基波磁势切割定子的速度会不会因为转子转速的变化而变化?

20. 试从异步电机的主要构造和电磁关系各方面与变压器作一比较; 说明分析异步电机可采用与分析变压器相类似的基本方法的主要理由。它们的主要区别是什么?

21. 求异步电动机等效电路时采用的折算法与变压器求等效电路时所采用的折算法有何异同?

22. 异步电机等效电路中  $r_m$  和  $x_m$  的物理意义是什么? 可不可以把  $r_m$  和  $x_m$  的串联支路转变成并联支路?

23. 某三相异步电动机  $P_N = 55\text{kW}$ ,  $U_N = 380\text{V}$ ,  $\cos\varphi_N = 0.89$ ,  $I_N = 119\text{A}$ ,  $n_N = 570\text{r/min}$ 。试求: ①电动机的同步转速  $n_1$ ; ②电动机的极对数  $p$ ; ③电动机在额定负载时的效率  $\eta_N$ 。

24. 有一台频率为  $50\text{Hz}$  的三相异步电动机, 额定转速  $n_N = 1450\text{r/min}$ , 空载转差率  $s = 0.01$ , 试求该电机的磁极对数  $p$ 、同步转速  $n_1$ , 空载转速  $n$ , 额定负载时的转差率  $s_N$  和起动瞬间转差率。

25. 一台三相异步电动机, 额定电压  $U_N = 380\text{V}$ ,  $\Delta$  接法,  $f_1 = 50\text{Hz}$ , 额定功率  $P_N = 7.5\text{kW}$ , 额定转速  $n_N = 960\text{r/min}$ , 额定负载时  $\cos\varphi_N = 0.824$ , 定子铜耗  $p_{Cu} = 474\text{W}$ , 铁耗  $p_{Fe} = 231\text{W}$ , 机械损耗  $p_{mec} = 45\text{W}$ , 附加损耗  $p_{ad} = 37.5\text{W}$ , 试计算额定负载时: ①转差率  $s_N$ ; ②转子电流的频率  $f_2$ ; ③转子铜耗  $p_{Cu2}$ ; ④效率  $\eta_N$ ; ⑤定子电流  $I_1$ 。

26. 有一台三相四极异步电动机,  $P_N = 10\text{kW}$ ,  $U_N = 380\text{V}$ , 工频,  $\Delta$  接法,  $I_N = 20\text{A}$ , 定、转子铜耗分别为  $p_{Cu1} = 557\text{W}$ ,  $p_{Cu2} = 314\text{W}$ , 铁耗  $p_{Fe} = 276\text{W}$ , 机械损耗  $p_{mec} = 77\text{W}$ , 附加损耗  $p_{ad} = 200\text{W}$ , 试求: ①电动机的额定转速  $n_N$ ; ②额定负载转矩  $T_N$  和空载制动转矩  $T_0$ ; ③额定电磁转矩  $T_{em}$ ; ④电动机输出额定功率时的效率  $\eta_N$ 。



## 第5章

# 直流电动机的电力拖动

**关键术语：**运动方程，负载的机械特性，他励直流电动机，固有机械特性，人为机械特性，拖动系统稳定运行条件，起动方法，调速方法，制动方法。

**学过本章后，读者将能够：**

掌握电力拖动系统运动方程及其特点；

理解三类负载机械特性形式；

熟练掌握他励直流电动机的固有机械特性和人为机械特性；

根据机械特性曲线可判断出拖动系统的稳定性；

了解他励直流电动机的起动方法和意义；

掌握他励直流电动机的3种调速方法及其特点；

理解他励直流电动机的3种制动方法。

**引例：**

从图 2.1 可知，内燃电传动机车大多由直流电动机牵引。从图 5.1 可以看到，工厂中的物料转运车、观光游览电瓶车，以及更大型的轧钢设备，都离不开直流电动机的拖动。直流电动机因其获得同样调速性能时而显得控制更简单，在许多领域发挥着重要的拖动机械负载的职能。



(a) 工厂中的物料转运车



(b) 观光游览电瓶车



(c) 轧钢设备

图 5.1 直流电动机拖动应用

电机拖动，顾名思义，是电动机带动生产机械运行。在引入电力拖动基础知识基础上，本章将详细介绍直流电动机的电力拖动，重点在他励直流电动机的机械特性分析，以及拖动前后的启动、调速、制动。

## 5.1 电力拖动基础知识

在电力拖动系统中，电动机有不同的种类和特性，生产机械的负载特性也各不相同，运动形式各种各样，但从动力学的角度看，它们都服从动力学的统一规律，所以，在分析电力拖动系统时，必须先分析电力拖动系统的动力学问题。

### 5.1.1 电力拖动系统的运动方程

#### 1. 单轴电力拖动系统的运动方程

单轴电力拖动系统就是电动机的转轴直接连接生产机械转轴的系统，如图 5.2 所示，作用在该连接轴上的转矩有电动机的电磁转矩  $T_{em}$ 、电动机的空载转矩  $T_0$  及生产机械负载的转矩  $T_L$ 。设转轴的角速度为  $\Omega$ ，系统的转动惯量为  $J$ ，系统各物理量的参考方向如图 5.2 (b) 所示，则根据动力学定律，可以得到系统的运动方程（ $T_0$  很小，忽略）为

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (5-1)$$

式 (5-1) 描述了作用于单轴拖动系统的转矩与转速变化率之间的关系，是分析电力拖动系统各种运行状态的基础。

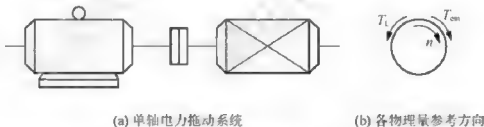


图 5.2 单轴电力拖动系统及各物理量的参考方向

在实际工程计算中，经常用转速  $n$  代替角速度  $\Omega$  来表示系统转动速度，用飞轮矩  $GD^2$  代替系统转动惯量  $J$  来表示系统的机械惯性。 $\Omega$  与  $n$  的关系， $J$  与  $GD^2$  的关系分别如下：

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (5-2)$$

$$J = m\rho^2 = \frac{G}{g} \frac{D^2}{4} = \frac{GD^2}{4g} \quad (5-3)$$

式中， $m$  为系统转动部分的质量，kg； $\rho$ 、 $D$  分别为系统转动部分的惯性半径与惯性直径； $g$  为重力加速度，取  $g = 9.8 \text{ m/s}^2$ 。

将式 (5-2) 和式 (5-3) 代入式 (5-1)，并化简得

$$T_{em} - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad (5-4)$$

式(5-4)是电力拖动系统运动方程的实用形式。式中  $T_{em}$ 、 $T_L$  和  $n$  的正方向是这样规定的: 确定转速  $n$  的正方向, 电磁转矩  $T_{em}$  的方向与  $n$  的方向相同取正, 反之为负; 负载转矩  $T_L$  与转速  $n$  的方向相反取正, 反之为负。

## 2. 电力拖动系统运行状态的分析

式(5-4)描述了电力拖动系统的转矩与转速变化率之间的关系, 由此式可知, 电力拖动系统的转速变化率  $dn/dt$  是由  $T_{em} - T_L$  决定的, 称  $T_{em} - T_L$  为动态转矩。根据式(5-4)可判断电力拖动系统的运动状态如下。

(1) 当  $T_{em} - T_L$  时,  $\frac{dn}{dt} = 0$ ,  $n = 0$  或  $n = \text{常数}$ , 电力拖动系统处于静止或稳定运行状态。

(2) 当  $T_{em} > T_L$  时,  $\frac{dn}{dt} > 0$ , 电力拖动系统处于加速运行状态。

(3) 当  $T_{em} < T_L$  时,  $\frac{dn}{dt} < 0$ , 电力拖动系统处于减速运行状态。

电力拖动系统无论是加速状态还是减速状态都属于过渡过程。系统处于稳定运行状态时, 如果受到外界干扰, 如负载变化、电源电压变化等, 运动平衡将被打破, 转速将发生变化。对于一个稳定的电力拖动系统, 当平衡被破坏时, 应具有恢复平衡的能力, 重新在平衡状态下稳定运行。

以上分析的是单轴电力拖动系统中, 转速与转矩之间的关系。实际的电力拖动系统多数是多轴运动系统, 如图 5.3 (a) 所示。电动机与负载之间装有变速装置, 如齿轮减速箱、蜗轮蜗杆、带轮等。分析多轴系统的运动状态时, 通常把实际的多轴系统折算为一个等效的单轴系统, 如图 5.3 (b) 所示, 折算的原则是保持折算前后拖动系统传送的功率和储存的动能不变 (具体折算方法请参看相关书籍)。

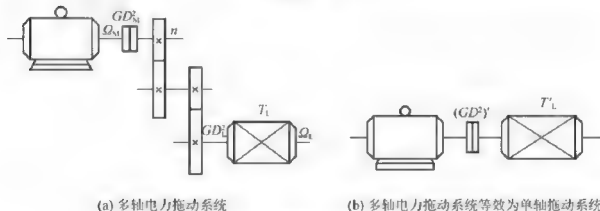


图 5.3 多轴电力拖动系统

## 5.1.2 负载的机械特性

负载的机械特性是指生产机械的负载转矩  $T_L$  与转速  $n$  的关系, 即  $T_L = f(n)$ 。虽然生产机械品种繁多, 它们的机械特性也各不相同, 但据统计, 大多数生产机械的负载转矩

特性可归纳为 3 种类型, 下面分别介绍。

### 1. 恒转矩负载机械特性

所谓恒转矩负载特性是指负载转矩  $T_L$  的大小与转速  $n$  无关, 当转速  $n$  变化时, 负载转矩  $T_L$  恒定不变。恒转矩负载又可分为反抗性恒转矩负载和位能性恒转矩负载。

(1) 反抗性恒转矩负载机械特性。反抗性恒转矩负载又称为摩擦转矩负载, 其转矩总是阻碍运动的, 当转动方向改变时, 负载转矩大小不变, 但其方向也随之改变。例如, 车床刀架的平移, 电车在平道上行驶等。滑动摩擦力引起的阻转矩总是阻碍运动的, 其大小一般只决定于运动部件的重量和摩擦系数, 而与速度无关。

反抗性恒转矩负载机械特性曲线如图 5.4 所示。按前述运动方程式中转矩正方向的规定, 生产机械的转矩  $T_L$  的正方向与转速的正方向相反, 对于反抗性恒转矩负载来说, 正转时,  $n > 0$ ,  $T_L > 0$ ; 反转时,  $n < 0$ ,  $T_L < 0$ 。因此, 其机械特性曲线总是在第一或第三象限。

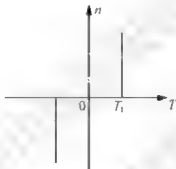


图 5.4 反抗性恒转矩负载机械特性

(2) 位能性恒转矩负载机械特性。位能性恒转矩负载的特点是转矩的大小和方向都恒定不变, 典型的如起重设备, 在提升或下放负载时, 由于重力的方向总是竖直向下的, 所以负载转矩具有固定的方向。这种由拖动系统中具有位能的部件产生的转矩称为位能性恒转矩负载机械特性。当转动方向改变时, 负载转矩仍保持原来的方向。同时, 负载转矩的大小也不受转速变化的影响, 保持恒定不变。各种起重机、卷扬机、电梯等都具有位能性恒转矩负载机械特性。

一般规定提升负载的运动方向为转速的正方向, 负载转矩的正方向与转速的正方向相反。这样, 提升时  $n > 0$ ,  $T_L > 0$ ; 下放时  $n < 0$ ,  $T_L > 0$ , 这表明位能性恒转矩负载机械特性是帮助下放的。因此, 位能性恒转矩负载机械特性曲线总是在第一和第四象限, 如图 5.5 所示。

### 2. 风机与泵类负载机械特性

风机与泵类负载转矩的大小基本上与转速的平方成正比, 即  $T_L = Kn^2$ ,  $K$  为比例常数。当转速反向时, 负载转矩也随之反向, 即属反抗性负载。其机械特性在第一和第三象限, 在第一象限的风机泵类负载机械特性如图 5.6 所示, 第三象限的特性与第一象限的特性相对称。



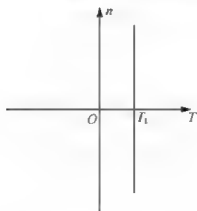


图 5.5 位能性恒转矩负载机械特性

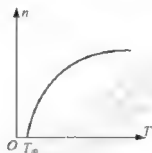


图 5.6 风机泵类负载机械特性

工业上应用很广的鼓风机、水泵、油泵等均属于风机泵类负载，空气、水、油等介质对机器叶片的阻力基本上和转速的平方成正比。

### 3. 恒功率负载机械特性

所谓恒功率负载特性，就是当转速变化时，负载从电动机轴上吸收的功率基本不变。也就是说，负载转矩的大小基本上与转速成反比，即  $T_L = K/n$ ， $K$  为比例常数。负载的功率为  $P_L = T_L \Omega = T_L \frac{2\pi n}{60} = \frac{T_L n}{9.55} = \frac{K}{9.55}$  — 常数，其机械特性如图 5.7 所示。很多生产机械在一定工艺条件下都具有恒功率型的机械特性。例如，车床按照合理的工艺规范车削工件时，主轴的机械特性就是恒功率性质的。粗加工时，走刀量较大，转矩较大，而主轴转速较低；精加工时，走刀量较小，转矩较小，而主轴转速较高；但是，负载机械功率基本不变。



图 5.7 恒功率负载机械特性

## 5.2 他励直流电动机机械特性和稳定运行条件

### 5.2.1 机械特性的一般形式

电动机的机械特性是指在一定条件下, 电动机的转速  $n$  与电磁转矩  $T_{em}$  的关系, 即  $n = f(T_{em})$ 。他励直流电动机的机械特性是指在电源电压  $U$ 、励磁磁通  $\Phi$ 、电枢回路总电阻  $R$  均为固定值的情况下, 电动机的转速  $n$  与电磁转矩  $T_{em}$  的关系。

根据  $T_{em} = C_T \Phi I_a$ 、 $E_a = C_e \Phi n$ 、 $U = E_a + I_a R$ , 可得机械特性的一般形式为

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R}{C_e C_T \Phi^2} T_{em} \quad (5-5)$$

式中,  $R$  为电枢回路总电阻, 是电枢绕组电阻  $R_a$  与可能的外接电阻  $R_N$  之和。

根据式 (5-5), 以  $T_{em}$  为横坐标,  $n$  为纵坐标, 可作出  $n = f(T_{em})$  曲线, 即为他励直流电动机的机械特性, 可知这是一条向下倾斜的直线。

为简便, 式 (5-5) 常写成

$$n = n_0 - \beta T_{em} \quad (5-6)$$

式中,  $n_0 = \frac{U}{C_e \Phi}$ , 为理想空载转速;  $\beta = \frac{R}{C_e C_T \Phi^2}$ , 为机械特性的斜率;  $\Delta n = \beta T_{em}$ , 为电动机带负载后的转速降。  $\beta$  越小,  $\Delta n$  越小, 表示机械特性越硬, 反之表示越软。

### 5.2.2 固有机械特性

当  $U = U_N$ 、 $\Phi = \Phi_N$ , 没有外接电阻即  $R_N = 0$  时的机械特性, 称为固有机械特性。其表达式为

$$n = \frac{U_N}{C_e \Phi_N} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi_N^2} T_{em} \quad (5-7)$$

固有机械特性如图 5.8 所示。当  $T_{em} = T_N$ 、 $n = n_N$  时, 转速降  $\Delta n = \Delta n_N$ , 称为额定转速降。因为他励直流电动机本身的  $R_a$  较小, 一般地  $n_N$  约为  $0.95 n_0$ , 即  $\Delta n_N$  约为  $0.05 n_0$ , 所以他励直流电动机的固有特性属于硬特性。如果不考虑电枢反应的去磁作用, 他励直流电动机的固有机械特性是一条下降的斜直线。

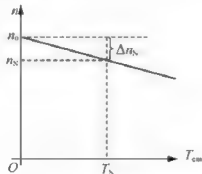


图 5.8 他励直流电动机固有机械特性

固有机械特性是电动机最重要的特性,在它的基础上,很容易得到电动机的人为机械特性。

在设计电力拖动系统时,首先应知道所选择电动机的机械特性。由于该特性是一条直线,通常利用理想空载点 $(0, n_0)$ 和额定工作点 $(T_N, n_N)$ 连成的直线,就是固有机械特性。在上述两个特殊点中,额定转速 $n_N$ 能在产品目录或者电机的铭牌数据中找到,而理想空载转速 $n_0$ 、额定转矩 $T_N$ 却是未知的,应另外求得。

通常可以根据电机的铭牌数据来近似求得他励直流电动机的固有机械特性。下面结合例子说明。

【例5-1】某他励直流电动机额定功率为5.5kW,额定电压为110V,额定电流为62A,额定转速为1000r/min。求:①固有机械特性方程式;②实际空载转速 $n'$ 。

解:①只要知道电枢电阻 $R_a$ 及电势系数和转矩系数,就可得出电动机的固有机械特性方程式。这里关键是电枢电阻 $R_a$ 。 $R_a$ 可以用实验方法测定,一般用近似方法估算,认为电枢铜耗占电机总损耗的1/2~2/3,因此有

$$I_a^2 R_a = \frac{1}{2} (U_N I_N - P_N)$$

$$R_a = \frac{U_N I_N - P_N}{2 I_a^2} = \frac{110 \times 62 - 5.5 \times 10^3}{2 \times 62^2} = 0.17 (\Omega)$$

电势系数:

$$C_e \Phi_N = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{110 - 62 \times 0.17}{1000} = 0.099$$

转矩系数:

$$C_T \Phi_N = 9.55 C_e \Phi_N = 9.55 \times 0.099 = 0.945$$

理想空载转速:

$$n_0 = \frac{U_N}{C_e \Phi_N} = \frac{110}{0.099} = 1111 (\text{r/min})$$

机械特性斜率:

$$\beta = \frac{R_a}{C_e C_T \Phi_N^2} = \frac{0.171}{0.099 \times 0.945} = 1.83$$

固有机械特性方程式为

$$n = n_0 - \beta T_{em} = 1111 - 1.83 T_{em}$$

②额定电磁转矩:

$$T_N = C_T \Phi_N I_{aN} = 0.945 \times 62 = 58.6 (\text{N} \cdot \text{m})$$

额定输出转矩:

$$T_{2N} = 9.55 \times \frac{P_N}{n_N} = 9.55 \times \frac{5.5 \times 10^3}{1000} = 52.53 (\text{N} \cdot \text{m})$$

空载转矩:

$$T_0 = T_N - T_{2N} = 58.6 - 52.53 = 6.07 (\text{N} \cdot \text{m})$$

空载时转速:

$$n_0' = n_0 - \beta T_0 = 1111 - 1.83 \times 6.07 = 1100 (\text{r/min})$$



### 5.2.3 人为机械特性

人为地改变他励直流电动机参数的大小, 如电压  $U$ 、励磁电流  $I_f$  (即改变励磁磁通  $\Phi$ )、电枢回路总电阻 (即接入串联电阻  $R_a$ ), 所获得的机械特性称为人为机械特性。人为机械特性主要有以下 3 种。

#### 1. 电枢回路串电阻的人为机械特性

电动机的电枢加额定电压  $U = U_N$ , 每极磁通保持为额定值  $\Phi = \Phi_N$ , 电枢回路串入电阻  $R_a$ , 则机械特性表达式为

$$n = \frac{U_N}{C_e \Phi_N} - \frac{R_a + R_a}{C_e C_T \Phi_N} T_{em} \quad (5-8)$$

电枢串入不同大小电阻时的人为机械特性如图 5.9 所示。

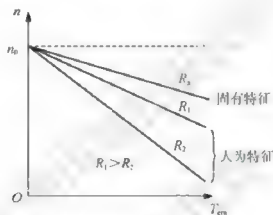


图 5.9 电枢串电阻人为机械特性

显然, 理想空载转速  $n_0$  与固有机械特性的相同, 斜率与电枢回路电阻有关, 串入的电阻值越大, 特性越倾斜。当串不同电阻时的机械特性是一组放射形直线, 都经过理想空载点。

#### 2. 改变电枢端电压的人为机械特性

保持每极磁通为额定值  $\Phi_N$  不变, 电枢回路不串电阻, 只改变电枢电压  $U$  时, 机械特性表达式为

$$n = \frac{U}{C_e \Phi_N} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi_N} T_{em} \quad (5-9)$$

一般地, 所谓改变电压就是降压, 因为电机的电压不允许超过额定值, 否则绝缘将损坏。  $U$  值不同, 理想空载转速随之变化, 并与电压值成正比关系, 但是斜率都与固有机械特性斜率相同, 因此各条特性彼此平行, 如图 5.10 所示。

#### 3. 减少气隙磁通的人为机械特性

一般他励直流电动机在额定磁通运行时, 电机磁路已接近于饱和, 改变磁通, 实际上就是减少磁通。对于他励直流电动机, 可通过减小励磁电流的方法来减小气隙每极的磁通。



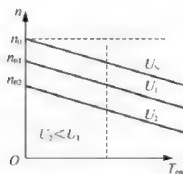


图 5.10 改变电枢电压人为机械特性

电枢电压  $U$  保持为额定值  $U_N$ 、不变, 电枢回路不串电阻, 仅改变每极磁通  $\Phi$  的人为机械特性表达式为

$$n = \frac{U_N}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi^2} T_{em} \quad (5-10)$$

改变每极磁通的人为机械特性如图 5.11 所示。可见, 人为机械特性是一组既不平行又不呈放射形的直线。磁通越小, 理想空载转速  $n_0$  越高, 斜率越大, 特性越倾斜。

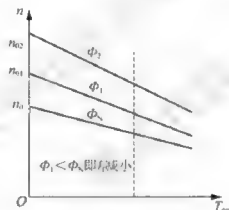


图 5.11 减少每极磁通人为机械特性

#### 5.2.4 电力拖动系统稳定运行条件

系统运行时, 其运行点取决于电动机的机械特性与生产机械的负载机械特性。为了分析电力拖动的运行问题, 可以把两条机械特性画在同一坐标平面上。如图 5.12 所示, 与 A 点相交的两条特性, 一条为电动机机械特性, 另一条为恒转矩负载机械特性, 两机械特性的交点 A 叫作工作点, 对应的转矩为  $T_{em} = T_l$ 。系统以转速  $n_A$  恒速运行, A 点表明系统处于平衡状态, 然而这种平衡状态是否稳定呢?

所谓平衡稳定是指电力拖动系统在某种扰动的作用下, 离开了平衡位置, 在新的条件下达到新的平衡, 并且在扰动消失后, 还能回到原来的平衡位置。“扰动”是指非人为的因素, 可以是电网电压的波动或负载的微小变化。平衡是否稳定, 决定于生产机械与电动机两条特性曲线的配合。

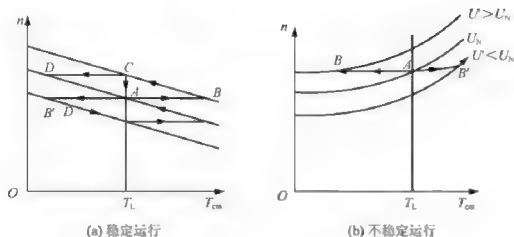


图 5.12 电力拖动系统稳定运行的条件

设负载转矩特性是恒转矩的，即  $T_L = \text{常数}$ ，讨论以下两种情况。

### 1. 电动机的机械特性曲线 $n = f(T_{em})$ 向下倾斜

如图 5.12 (a) 所示，设系统原来运行于 A 点，由于某种原因，电源电压突然由额定电压  $U_N$  上升到  $U'$ ，对应的机械特性与原来的相平行。由于系统机械惯性的影响，转速来不及变化，工作点由 A 点跳变到 B 点，与之对应的电磁转矩  $T_{em}$  和电枢电流  $I_a$  都突然增大，使  $T_{em} > T_L$ ，系统加速。随着转速增大，反电势增大，电枢电流减少，电磁转矩变小，最后稳定运行于 C 点；当电压恢复后，同样认为在此瞬间，转速  $n$  不变，工作点由 C 点跳变到 D 点，由于此时  $T_{em} < T_L$ ，系统减速，随着转速减少，反电势减少，电枢电流增大，电磁转矩增大，最后回到稳定运行点 A 点运行。

反之，当扰动使电压下降，不难分析，工作点将由 A 点偏转移到 B' 点，当电压恢复，工作点将自动由 B' 点回到原来的 A 点。总之，在 A 点，扰动使系统的转速稍有增、减，但当扰动消失后，系统有自己复原的能力，故在 A 点是稳定的平衡运行状态。

### 2. 电动机的机械特性曲线 $n = f(T_{em})$ 向上倾斜

如图 5.12 (b) 所示，设系统原来运行于 A 点，当电压突然上升到  $U'$ ，电动机的机械特性上移，同样可分析，由于系统惯性的作用，系统工作点由 A 点过渡到 B 点，由于  $T < T_L$ ，系统减速，从图中可见，随着转速的降低，电动机的转矩越来越小，因而系统不可能重新进入平衡运行状态。同理，当电网电压降低时，系统的转速越来越高，也不可能重新进入平衡状态，更谈不上当扰动消失后，系统有自己复原的能力。所以说在 A 点的平衡运行是不稳定的平衡运行状态。

比较图 5.12 (a) 和图 5.12 (b) 中的两个 A 点，它们都是平衡状态，但是图 5.12 (b) 中的 A 点是不稳定的平衡状态，经不起任何扰动，稍有一点外界的波动就会失去平衡，而且再也得不到新的稳定状态。可见，对于恒转矩负载，只要电动机的机械特性曲线向下倾斜，电力拖动系统能稳定；若特性曲线是上翘的，系统将不稳定。

推广到一般情况，在电动机的机械特性曲线和生机械特性曲线的交点处，系统能稳定运行的条件是交点对应的转速之上应保证  $T_{em} < T_L$ ，而在这转速之下则要求  $T_{em} >$

$T_L$ 。用数学形式表示为

$$\frac{dT_{em}}{dn} < \frac{dT_L}{dn} \quad (5-11)$$

我们可以通过以下例子,来验证上述结论的正确性。

在图 5.13 中,曲线 1 为三相异步电动机的机械特性,曲线 2 为恒转矩负载机械特性,对 A 点,  $\frac{dT_L}{dn} = 0$ ,  $\frac{dT_{em}}{dn} < 0$ ,  $\frac{dT_{em}}{dn} < \frac{dT_L}{dn}$ , 能稳定运行;对 B 点,  $\frac{dT_L}{dn} = 0$ ,  $\frac{dT_{em}}{dn} > 0$ ,  $\frac{dT_{em}}{dn} > \frac{dT_L}{dn}$ , 不能稳定运行。

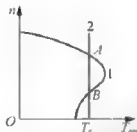


图 5.13 稳定运行的判断

## 5.3 他励直流电动机的起动

电动机接通电源后,转速不断增加,直到进入稳定运行状态,这一过程即为起动。他励直流电动机起动时,必须先接通励磁回路,并保证励磁电流为额定值,即每极磁通为额定值。

从生产过程的要求来看,一般要求起动时间尽量短。为缩短起动过程,需提高电动机的加速度,也就是提高电动机起动过程中的电磁转矩。他励电动机的电磁转矩与电枢电流成正比,因此电流要尽量大些。但电流也不能太大,否则会使得电机换向时火花太大,损坏电机;电流过大因此电磁转矩太大,会造成起动时的机械冲击,使机械部件受损;同时,电流太大,还会影响接在同一线路上的其他设备,这些都是不允许的。因此,他励直流电动机起动过程中,应使电枢电流尽量大一些,但不能超过其最大允许值。一般而言,最大允许电流为  $(1.5 \sim 2) I_N$ 。

他励直流电动机的起动有直接起动、降压起动和电枢回路串电阻起动 3 种方法。

### 5.3.1 直接起动

他励直流电动机加额定电压  $U_N$ , 电枢回路不串电阻,这种方法即直接起动,此时由于  $n = 0$ , 因此反电动势  $E_b = 0$ , 起动电流  $I_{st} = U_N / R_a$ 。对于一般电动机而言,  $R_a$  很小,故直接起动时,起动电流可达到  $(10 \sim 20) I_N$ , 因此,除了额定容量在几百瓦以下的微型直流电机(由于  $R_a$  相对较大)可以直接起动外,一般直流电机都不允许直接起动。

为了限制起动电流,可以采用降压起动和电枢回路串电阻起动两种方法。

### 5.3.2 降压启动

降低电源电压到  $U$ ，启动电流为

$$I_{\text{st}} = \frac{U}{R_s} \quad (5-12)$$

根据启动条件的要求，可以确定电压  $U$  的大小。为了保持启动过程中电磁转矩一直较大及电枢电流一直较小，必要时可在启动过程中逐渐升高电压  $U$ ，直至最后升到  $U_N$ 。实际上，目前大多数他励直流电动机启动时采用可控整流直流电源，电压可以连续调节，这种系统都采用反馈控制来获得优越的启动性能，启动更快、更稳。

### 5.3.3 电枢回路串电阻启动

电枢回路串入电阻  $R_\Omega$  后，启动电流为

$$I_{\text{st}} = \frac{U_N}{R_s + R_\Omega} \quad (5-13)$$

根据启动条件的要求，可确定所串入电阻  $R_\Omega$  的大小，使电枢电流不超过允许值。但随着转速的上升，反电动势增大，电流减小，导致电磁转矩减小，造成电机的加速度变小，于是启动过程变慢。因此，为了保持启动过程中电磁转矩持续较大及电枢电流持续较小，通常采用分级启动法，即把启动电阻总值  $R_\Omega$  分成若干段，启动时依次分段断开。

**【例 5-2】** 他励直流电动机额定功率为 29kW，额定电压为 440V，额定电流为 76A，额定转速为 1000r/min，电枢回路总电阻为 0.38Ω，拖动额定大小的恒转矩负载运行，忽略空载转矩。求：①若采用电枢回路串电阻启动，当启动电流  $I_{\text{st}} = 2I_N$  时，计算应串入的电阻值及启动转矩；②若采用降压启动，条件同上，电压应降至多少？并计算启动转矩。

解：①电枢回路串电阻启动。由电压平衡方程式可知，电动机在启动时， $n = 0$ ， $E_a = 0$ ，所以应串电阻为

$$R_\Omega = \frac{U_N}{I_{\text{st}}} - R_s = \frac{440}{2 \times 76} - 0.38 = 2.51(\Omega)$$

额定转矩：

$$T_{\text{em}} \approx T_N = 9.55 \frac{P_N}{n_N} = 9.55 \times \frac{29 \times 10^3}{1000} = 276.95(\text{N} \cdot \text{m})$$

根据  $T_{\text{em}} = C_T \Phi I_a$ ，因磁场不变，则  $I_{\text{st}} = 2I_N$  时，启动转矩：

$$T_{\text{st}} = 2T_{2N} = 2 \times 276.95 = 553.9(\text{N} \cdot \text{m})$$

②降压启动。

启动电压：

$$U = I_{\text{st}} R_s = 2 \times 76 \times 0.38 = 57.8(\text{V})$$

启动转矩：

$$T_{\text{st}} = 2T_{2N} = 2 \times 276.95 = 553.9(\text{N} \cdot \text{m})$$



## 5.4 他励直流电动机的调速

在生产过程中,许多生产机械往往有调速的要求。例如,车床切削工件时,精加工时用高转速,粗加工时用中低转速。这就是说,系统运行的速度能根据生产工艺要求而改变,即调节转速,简称调速。调速主要有机械调速和电气调速两种基本的形式。改变传动机构的调速方法称为机械调速,通过改变电动机参数而改变系统运行转速的调速方法称为电气调速。本节主要介绍他励直流电动机的电气调速方法及调速的性能。

### 5.4.1 调速指标

评价电动机调速性能的好坏,主要依据以下4个性能指标。

#### 1. 调速范围

调速范围是指电动机在额定负载下调速时,其最高转速与最低转速之比,即

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} \quad (5-14)$$

不同的生产机械要求不同的调速范围。要扩大调速范围,应设法提高  $n_{\max}$ , 降低  $n_{\min}$ 。但电动机的最高转速受电动机的换向及机械强度限制,最低转速受生产机械对转速相对稳定性的限制。

#### 2. 静差率

静差率是指电动机由理想空载到额定负载时转速的变化率,用  $\delta$  表示为

$$\delta = \frac{n_0 - n}{n} = \frac{\Delta n_N}{n_0} \quad (5-15)$$

静差率  $\delta$  越小,转速的相对稳定性越好;负载波动时,转速变化也越小。因此,拖动系统常要求  $\delta$  小于一定值。

从式(5-15)可以看出,当  $n_0$  一定时,机械特性越硬,额定转矩时的转速降落  $\Delta n_N$  越小,静差率  $\delta$  就越小。机械特性硬度一定时,理想空载转速  $n_0$  越高,  $\delta$  就越小。

#### 3. 调速的平滑性

所谓调速的平滑性,是指相邻两级转速中,高级转速与低级转速之比,比值越接近1,说明调速的平滑性越好。通常所说的无级调速,是指级数接近无穷大,平滑性很好。而有级调速的平滑程度,可用具体的相邻转速间比值表示。

#### 4. 调速的经济性

调速的经济性主要考虑的是调速设备的初期投资、调速时电能的损耗、运行时的维修费用等。

调速时电能的损耗除了要考虑电动机本身的损耗外,还要考虑电源的效率。调速设备初投资应该考虑电动机和电源两方面:专门设计的改变磁通调速的电动机成本较普通直流电机为高;降压调速的大功率可调压电源,成本也较高;调磁通调速一般也要专门配一可

调压电源,但容量要小,成本也低些。这样综合起来考虑,电枢串电阻调速设备成本最低,而改变电源电压调速设备成本最高。

### 5.4.2 他励直流电动机的调速方法

拖动负载运行的他励直流电动机,其转速是由工作点决定的,工作点是指负载机械特性和电动机机械特性的交点。对于具体负载而言,其转矩特性是一定的,不能改变,但是他励直流电动机的机械特性是可以改变的。因此,通过改变电动机机械特性而使电动机与负载两条特性的交点随之变动,可以达到调速的目的。我们知道,电枢回路串电阻  $R_a$ 、改变他励电动机电压  $U$ 、改变磁通  $\Phi$  可得到 3 种不同的人为机械特性,这就是他励直流电动机的 3 种调速方法。

#### 1. 电枢回路串电阻调速

他励直流电动机拖动负载运行时,保持电源电压及磁通为额定值不变,在电枢回路中串入不同的电阻时,电动机将运行于不同的转速,如图 5.14 所示,该图中负载为恒转矩负载。未串电阻时,工作点为 A,转速为  $n_A$ 。电枢中串入电阻  $R_1$  后,工作点就变成了 B,转速降为  $n_B$ 。因为串入电阻  $R_1$  后,电机机械特性变为直线  $n_B$ ,而电动机转速不能突变,运行点由 A 变为 C,电机转矩  $T_2$  小于负载转矩  $T_1$ ,电动机转速将下降。随着转速下降,反电势下降,电流增大,电磁转矩也随之增大,直到 B 点时,电动机电磁转矩与负载转矩相等,进入新的稳定状态,电机转速从  $n_A$  调到了  $n_B$ 。

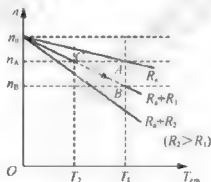


图 5.14 电枢回路串电阻调速

从图 5.14 中可以看出,串入电枢回路的电阻值越大,电动机运行的转速越低。也就是说,调速只能从额定转速向下调。

电枢回路串电阻调速时,如果拖动恒转矩负载,电动机运行在不同转速时,电动机电枢电流大小不变。这是因为电机的电磁转矩要与负载转矩相平衡,而电磁转矩  $T_{em} = C_T \Phi I_a$ , 磁通不变,电磁转矩不变,电流也不变。电流不变,则输入功率也不变,而输出功率在减少,说明电机损耗增大。实际上,电枢回路所串的电阻上通过很大的电枢电流,会产生很大的损耗,转速越低,损耗越大。

电枢回路串电阻的人为机械特性,是一组经过理想空载点的直线,串入的调速电阻越大,机械特性越软。这样,在低速运行时,负载在不大的范围内变动,就会引起转速较大



的变化,也就是转速的稳定性较差。另外,在空载或轻载时调速效果不明显。

电枢串电阻调速方法的优点是所需设备简单,操作方便;缺点是功率损耗大,低速时转速不稳定,不能连续调速,只应用于调速性能要求不高的中、小电机上,大容量电动机一般不采用。

## 2. 降低电源电压调速

当保持他励直流电动机磁通为额定值不变,电枢回路不串电阻,降低电源电压时,电动机将拖动负载运行于不同的转速上,如图 5.15 所示。

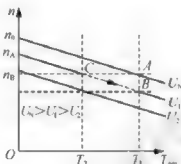


图 5.15 降低电源电压调速

图 5.15 所示的负载为恒转矩负载。当电源电压为额定值  $U_N$  时,工作点为 A,转速为  $n_N$ ;电压降到  $U_1$  后,工作点为 B,转速降为  $n_B$ 。电源电压越低,转速也越低,调速方向也是从额定转速向下调。降低电源电压调速时,如果拖动恒转矩负载,电动机运行在不同的转速上时,电动机电枢电流也是不变的,但是输入功率减少,因此有较高的效率。

降低电源电压,电动机机械特性的硬度不变。与电枢串电阻调速相比,降低电源电压可以使电动机在低速范围内运行时,转速随负载变化而变化的幅度较小,转速稳定性要好得多。

当电源电压连续变化时,转速的变化也是连续的,这种调速称为无级调速。与串电阻调速(有级调速)相比,这种速度调节要平滑得多,并且还可以得到任意多级的转速。

## 3. 弱磁调速

保持他励直流电动机的电源电压不变,电枢回路也不串电阻,在电动机拖动的负载转矩不过大时,降低他励直流电动机的磁通,可以使电动机转速升高。图 5.16 所示为他励直流电动机带恒转矩负载时弱磁升速的机械特性,显然,磁通减少得越多,转速升高得越大。

弱磁升速是从额定转速向上调速的调速方法。如果是恒转矩负载,磁通减少,电流要增大。因此,如果电机拖动额定转矩负载从额定转速向上调,电流将超过额定电流,这是不允许的。如果电动机拖动的是恒功率负载,即  $T_1\Omega = \text{常数}$ ,则有

$$P_{em} = T_{em}\Omega = T_1\Omega = \text{常数} \quad (5-16)$$

而

$$P_{em} = P_1 - P_{Cm} = U_N I_a - I_a^2 R_a \quad (5-17)$$

即有



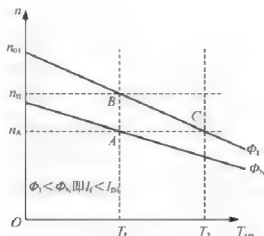


图 5-16 弱磁调速

$$I_a = \text{常数}$$

(5-18)

可知,当负载功率等于电动机的额定功率时,电动机电枢电流为额定电流。

在正常运行情况下,他励直流电动机的励磁电流比电枢电流要小很多,因此励磁回路中所串的调速电阻(降低励磁电流进而减小磁通之用)消耗的功率要比电枢回路串调速电阻时电阻消耗的功率小得多;而且由于励磁电路电阻的容量很小,控制很方便,可以连续调节电阻值,实现转速连续调节的无级调速。

减弱磁通升高转速的调节方法,其电动机转速最大值受换向能力与机械强度的限制,一般为  $(1.2 \sim 1.5)n_N$ 。特殊设计的弱磁调速电动机,可以得到相对更高些的最高转速。

在他励直流电动机电力拖动系统中,广泛地采用降低电源电压向下调速及减弱磁通向上调速的双向调速方法。这样,不仅可以得到很宽的调速范围,可以在调速范围内的任何需要的转速上运行,而且调速时损耗较小,运行效率较高,因此,能很好地满足各种生产机械对调速的要求。

【例 5-3】某台他励直流电动机,额定功率  $P_N = 10\text{kW}$ , 额定电压  $U_N = 220\text{V}$ , 额定电流  $I_N = 52\text{A}$ , 额定转速  $n_N = 2250\text{r/min}$ , 电枢回路总电阻  $R_a = 0.28\Omega$ , 忽略空载转矩  $T_0$ , 电动机带额定负载运行时,要求把转速降到  $1500\text{r/min}$ 。计算:①采用电枢串电阻调速需串入的电阻值;②采用降低电源电压调速需把电源电压降到多少;③弱磁调速,磁通为  $0.9\Phi_N$  时的转速;④在上述 3 种调速情况下,电动机输入功率与输出功率、电枢电流各是多少(不计励磁功率)。

解:①由题可知电势系数为

$$C_e \Phi_N = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{220 - 52 \times 0.28}{2250} = 0.0913$$

则串电阻后电枢反电动势为

$$E_a = C_e \Phi_N n = 0.0913 \times 1500 = 137(\text{V})$$

端电压不变,根据  $T_{em} = C_T \Phi I_a$ , 负载不变、磁场不变则稳定后电枢电流也不变,根据电压平衡方程

$$U_N = E_a + I_N (R_a + R_\Omega)$$



则需串入的电阻值为

$$R_n = \frac{U_N - E_a}{I_N} - R_a = \frac{220 - 137}{52} - 0.28 = 1.32(\Omega)$$

②由题可知, 额定

$$E_{aN} = C_e \Phi_N n_N = 0.0913 \times 2250 = 205(\text{V})$$

根据以上求出的降压降速后的  $E_a$ , 结合电压平衡方程, 以及负载转矩不变则电枢电流不变, 则降压前后电动势之差即等于降压前后端电压之差, 所以, 降压后电压

$$U = U_N - (E_{aN} - E_a) = 220 - (205 - 137) = 152(\text{V})$$

③因电机带额定负载, 则弱磁后转矩依然不变, 下式成立

$$T_{em} = C_T \Phi_N I_N = 0.9 C_T \Phi_N I_{a1}$$

所以, 此时电枢电流为

$$I_{a1} = \frac{I_N}{0.9} = \frac{52}{0.9} = 57.8(\text{A})$$

则弱磁调速后转速为

$$n = \frac{U_N - I_{a1} R_a}{C_e \Phi} = \frac{U_N - I_N R_a}{0.9 C_e \Phi_N} = \frac{220 - 57.8 \times 0.28}{0.9 \times 0.0913} = 2480(\text{r/min})$$

④由题可知, 电动机输出转矩为

$$T_{2N} = 9.55 \frac{P_N}{n_N} = 9.55 \times \frac{10 \times 10^3}{2250} = 42.4(\text{N} \cdot \text{m})$$

因负载不变, 则稳态下转矩不变, 根据  $P = T\Omega$ , 则相应的功率与转速成正比。

电枢串电阻、降低电源电压输出功率为

$$P_2 = \frac{P_N}{n_N} n = \frac{10 \times 10^3}{2250} \times 1500 = 6.67(\text{kW})$$

弱磁升速时输出功率为

$$P'_2 = \frac{P_N}{n_N} n_1 = \frac{10 \times 10^3}{2250} \times 2480 = 11.02(\text{kW})$$

电枢串电阻降速时输入功率为

$$P_1 = U_N I_N = 220 \times 52 = 11.44(\text{kW})$$

降低电源电压降速时输入功率为

$$P_1 = U I_N = 162.3 \times 52 = 8.44(\text{kW})$$

弱磁升速时输入功率为

$$P_1 = U_N I_{a1} = 220 \times 57.8 = 12.72(\text{kW})$$

### 5.4.3 调速方式与负载的配合

调速时, 为了使电机在不同转速下能长期运行而发热又不超过允许限度, 则其电枢电流不能超过额定值。在长期运行的条件下, 电枢电流规定的上限值就是电枢额定电流  $I_N$ 。当然也不是电枢电流越小越好, 电枢电流越小, 电动机电磁转矩也越小, 其作用发挥不出来。因此, 为了最充分地利用电动机, 就应让它工作在  $I_a = I_N$  的情况下。

电机调速方式可分为恒转矩调速和恒功率调速两种。所谓恒转矩调速方式, 是指在某

种调速方法中,保持电枢电流  $I_a = I_N$  不变,若该电动机的电磁转矩恒定不变,则称这种调速方式为恒转矩调速方式。他励直流电动机电枢回路串电阻调速和降低电源电压调速就属于恒转矩调速方式。所谓恒功率调速方式,是指在某种调速方法中,保持电枢电流  $I_a = I_N$  不变,若该电动机的电磁功率  $P_m$  恒定不变,则称这种调速方法为恒功率调速方式。他励直流电动机改变磁通调速就属于恒功率调速方式。

调速方式是在  $I_a = I_N$  不变的前提下,用来表征电动机采用某种调速方法时的负载能力或允许输出的性能指标。当电动机采用恒转矩调速方式时,如果拖动恒转矩负载运行,并且使电动机额定转矩与负载转矩相等,那么不论运行在什么转速上,电动机的电枢电流  $I_a = I_N$  不变,电动机得到了充分利用。我们称这种恒转矩调速方式与恒转矩负载性质的配合关系为匹配。当电动机采用恒功率调速方式时,如果拖动恒功率负载运行,可以使电动机电磁功率不变,那么不论运行在什么转速上,电枢电流  $I_a = I_N$  也不变,电动机也被充分利用。恒功率调速方式与恒功率负载相配合,也可以做到匹配。一般来讲,电动机带恒转矩负载,应采用恒转矩调速方式;电动机带恒功率负载,应采用恒功率调速方式。

但是,如果电动机采用恒转矩调速方式,拖动恒功率负载,我们可以使电动机低速运行时,负载转矩等于电动机额定转矩,电动机的电枢电流等于额定电流,电动机是充分利用的。但是,当系统运行在高速时,由于负载是恒功率的,高速时转矩小,低于额定转矩,因此,电动机电磁转矩也低于额定转矩。而恒转矩调速方式时磁通是不变的,电枢电流  $I_a$  必然减小,电动机就不能被充分利用了。这种情况,称为电动机调速方式与所拖动的负载不匹配。

类似地,恒功率调速方式的电动机,若拖动恒转矩负载运行,我们可以使系统在高速运行时负载转矩等于电动机允许转矩,这时电动机电枢电流则等于额定电流  $I_N$ ,电动机得到充分利用。当系统运行到较低速时,由于负载是恒转矩性质的,电动机的电磁转矩也不变,但是低速时的磁通比高速时数值要大,因此电枢电流  $I_a$  变小了,电动机没能得到充分利用,这也是一种调速方式与负载性质不匹配的情况。

## 5.5 他励直流电动机的制动

启动是从静止加速到某一稳定转速的过程。所谓制动,是与启动相对应的,指电动机从某一稳定转速开始减速直到停止,或限制位能负载的下降速度的一种运转过程。一些生产机械的生产工艺过程往往要求电力拖动系统能够迅速地启动、反向、制动和停车。例如,轧钢机及其辅助机械,在生产过程每轧一个道次就必须启动、加速,然后制动、减速,反方向再启动、加速,然后再制动、减速,这样不断地重复工作。一般地,电动机的制动可分为机械制动和电磁制动两种。机械制动可采用机械抱闸,利用其产生的机械摩擦转矩使电机停车,但使用过程中会使闸皮磨损严重,增加维修的负担,造成使用成本过高。所以,对经常处于重负反转工作的生产机械,采用机械制动不太现实,大部分采用电磁制动。电磁制动最大的特点是电动机的电磁转矩与转速的实际方向相反,这时的电磁转矩属制动性质的转矩,从而达到快速制动的目的。

最简单的电动机制动方法称为自然停车,即在电动机工作时,断开电源,则整个拖动系统的转速慢慢下降,直到转速为零而停车。这种制动减速是靠很小的摩擦阻转矩完成的,因而制动时间很长。

其次,有些位能负载性的生产机械,例如重物提升机构,当下放重物时,因为受重力加速度的作用,其下降的速度将越来越大,直到超过允许的安全速度,这是很危险的。所以必须限制下放速度,不能超过最大允许的安全速度,为此采用电动机制动状态工作,以限制最高转速。

综上所述,电动机的制动状态也和起动、调速一样,广泛地应用在各种生产机械的生产工艺过程中。他励直流电动机的制动运行可分为能耗制动、反接制动和回馈制动等几种。

### 5.5.1 能耗制动

能耗制动的接线如图 5.17 所示。将正在运行的电动机的电枢回路从电源断开,接入电阻  $R_z$ ,电动机便运行于能耗制动状态。

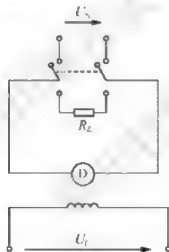


图 5.17 能耗制动接线图

将  $U = 0$  及  $R = R_a + R_z$  代入机械特性公式 (5-7) 中,可知理想空载转速为零,能耗制动的机械特性表达式为

$$n = -\frac{R_a + R_z}{C_e C_T \Phi_f} T \quad (5-19)$$

该机械特性通过原点,因为加入了电阻,与固有特性相比,特性的倾斜程度大大增加,如图 5.18 所示。

#### 1. 能耗制动用于停车

设电动机原来运行于正向电动状态,各量实际方向与各量参考方向如图 5.19 所示。

因转速不能突变,故  $E_a$  不能突变,  $I_a$  变负,  $T_m$  也变负,  $n$  仍为正,电磁转矩实际方向和转速实际方向相反,电磁转矩是制动转矩。

从机械特性上看,制动开始后瞬间,若忽略电磁惯性,电动机的运行点将由 A 点变到

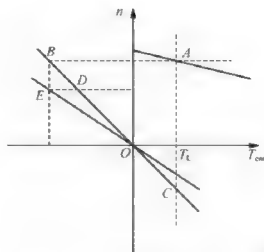


图 5.18 能耗制动机械特性

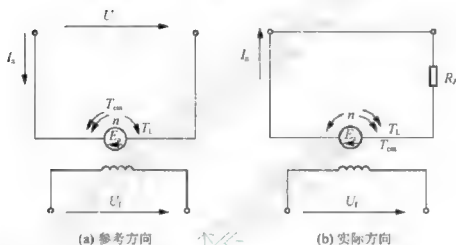


图 5.19 能耗制动停车时各量方向

B 点, 如图 5.18 所示, 然后沿  $BO$  减速运行, 直至转速为零。

开始制动时, 电枢回路中需串入较大的电阻值, 限制电枢电流。串电阻时, 有

$$E_a + I_a(R_a + R_Z) - U = 0$$

$$\text{即} \quad E_a = -I_a(R_a + R_Z) \quad (5-20)$$

$$R_Z = -\frac{E_a}{I_a} - R_a \quad (5-21)$$

式中,  $I_a$  为负数;  $E_a$  为制动开始瞬时电动机的电动势。因为转速不能突变, 它就是制动开始前稳态运行时的反电动势 (为正)。假定最大允许制动电流为  $I_B$ , 将  $I_a = I_B$  代入可求出应串入的电阻值。

能耗制动用于停车时, 在转速下降的过程中, 若电动机还带有负载, 电动机在负载转矩和电磁转矩的共同作用下 (两者实际方向都与转速实际方向相反), 转速下降至零。系统的动能除一部分转化为输出的机械能 (转速下降过程中, 电动机仍带动负载) 外, 其余部分转化为电动机及所串电阻上的损耗。若是空载停车, 系统的动能全部转化为损耗。



在能耗制动过程中,电动势产生电流,进而产生电磁制动转矩。随着转速的降低,电动势逐渐减小,电磁制动转矩也将逐渐减小,制动效果将随之变差。作为补救措施,可在转速下降到一定程度后,将串接在电枢回路中的电阻切除掉一部分,使电动机的运行点由图 5.18 中的  $D$  点变为  $E$  点,这时,可使电磁制动转矩又有所增加,从而加强制动效果。

## 2. 能耗制动用于恒速下放重物

当能耗制动用于停车时,若是反抗性负载,可直接实现停车;若是位能性负载,当转速降为零后,如不采取其他措施,电动机将在负载重力作用下反向加速,最后达到稳态,并以恒速下放重物,运行于图 5.18 中的  $C$  点。

图 5.20 (a) 中画出了运行于正向电动状态提升重物时各量的实际方向;图 5.20 (b) 中画出了同一电机采用能耗制动下放重物时各量的实际方向。通过比较可以看出,下放重物时  $n$  为负,  $I_a$  和  $T_{em}$  为正,  $T_L$  为正。下放重物的速度与电枢回路所串电阻的大小有关,所串电阻越大,下放速度也越大。能耗制动用于恒速下放重物时,重物下放所释放的位能全部转化成损耗。

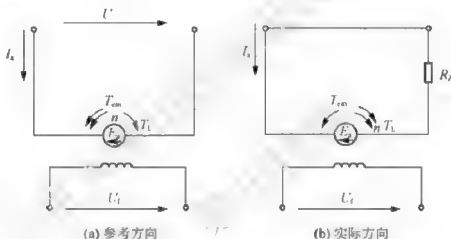


图 5.20 能耗制动下放重物各量方向

## 5.5.2 反接制动

### 1. 电压反向的反接制动

电压反向的反接制动常用于快速停车,接线如图 5.21 所示。在制动开始时,电枢回路串电阻并接上极性相反的电压,使电源电压与仍然存在的反电动势同向串联,共同产生很大的反向电流,从而产生强烈的制动效果。

在图 5.22 中分别画出了正向电动和电压反向的反接制动时各量的实际方向。对照起来看,可知在反接制动时  $n$  为正,  $I_a$  和  $T$  为负,电动机在电磁转矩和负载转矩的共同作用下,转速很快下降。

但采用电压反接制动时,因电枢电压为负,故理想空载转速也为负。为限制电枢电流,避免其过大,电枢回路必须串入一个较大的电阻,以使反向电枢电流做到

$$I_a \geq I_{\max} \quad (5-22)$$

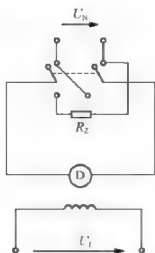


图 5.21 电压反向反接制动接线图

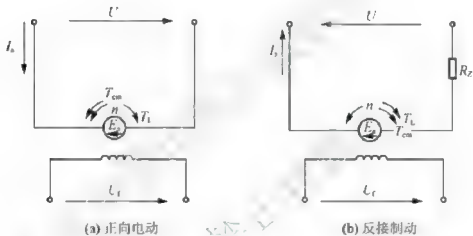


图 5.22 电压反向反接制动各量方向

故其机械特性倾斜程度大大增加，其机械特性如图 5.23 中 BE 所示。

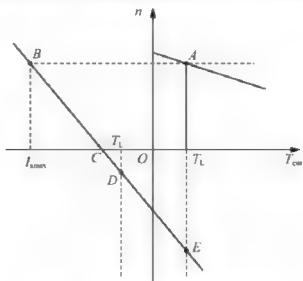


图 5.23 电压反向的反接制动机械特性

根据电动机的基本方程

$$-U_N = E_{aN} - I_{\text{max}}(R_a + R_Z) \quad (5-23)$$

可得

$$R_Z = \frac{U_N + E_a}{I_{\text{max}}} - R_a \quad (5-24)$$

制动开始瞬间,因所加电枢电压为反向电压,故上式中 $U_a$ 为负,因转速不能突变, $E_a$ 亦不能突变,且等于制动开始前稳态运行时的反电势。由式(5-24)可以看出, $I_a$ 为负。同时还可看出,若不串接电阻,开始制动后,反向的电枢电流可达极高的数值,而这是不允许的。同理,根据式(5-24)可以计算出电流在不超过允许值的条件下,电枢回路应串入的电阻值。

采用电压反向的反接制动在速度降为零后,若不采取其他措施一般很难停住车。根据图5.23可知,若电动机这时拖动反抗性恒转矩负载且反向起动转矩大于负载转矩,则电动机将在反向电压作用下反向起动并到达稳定运行点D,即电动机最终进入稳态反向电动状态;若电动机这时拖动位能性恒转矩负载,则电动机在速度过零后将反向加速,并到达稳态运行点E,即电动机最终进入稳态回馈制动状态。

在减速过程中,电动机运行于图5.23中的特性BC段,电动机从电源吸收电能,系统释放动能。若减速过程中电动机空载,则这两种能量都转化为损耗;若减速过程中电动机仍带负载,则这两种能量之和中有一部分转化为输出的机械能,其余部分则转化为损耗。

## 2. 转速反向的反接制动

转速反向的反接制动是指这样一种情况:电源电压为正,但转速为负,电枢回路内串入较大电阻,到达稳态时电动机以恒速下放重物。这种情况也称为倒拉反转。

图5.24中分别画出了正向电动(提升重物)和倒拉反转(下放重物)时各量的实际方向,通过比较不难发现,倒拉反转时,电压为正,转速为负,故 $E_a$ 为负, $E_a$ 与 $U$ 顺向串联,共同在电枢回路中产生电流,电流为正,故 $T_{em}$ 也为正。

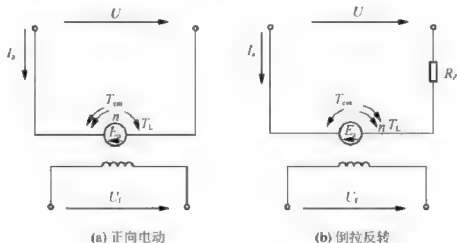


图 5.24 倒拉反转各量方向

倒拉反转的机械特性如图 5.25 所示。因电压为正，故理想空载转速为正，又因串入了一较大电阻，故特性倾斜程度较大，机械特性与负载特性的交点  $D$  是稳态运行点。当电动机运行于正向电动状态时，图 5.25 中的  $A$  点，提升重物。此时，若在电枢回路串入一相当大的电阻，电动机转速下降，因所串电阻值较大，即使转速降为零，产生的电磁转矩仍小于负载转矩，不足以和负载转矩相平衡，故速度过零后，电动机将在负载重力作用下反向加速，而一旦转速反向，电动势极性也反向，从原来“反抗”电枢电流的产生（电压克服反电动势后才能产生电枢电流）变为和电压顺极性串联，“帮助”电枢电流的产生，于是电磁转矩进一步增加，直至达到新的稳态运行点  $D$ 。

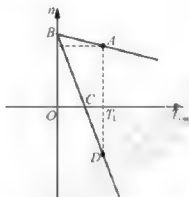


图 5.25 倒拉反转机械特性

在电压平衡方程式两边同乘以  $I_a$ ，可得

$$U_a I_a = E_a I_a + I_a^2 (R_a + R_Z) \quad (5-25)$$

即

$$UI_a - E_a I_a = I_a^2 (R_a + R_Z) \quad (5-26)$$

因  $n < 0$ ，故  $E_a < 0$ ，而  $I_a > 0$ ， $T_{em} > 0$ ，所以  $E_a I_a - T_{em} < 0$ ，表明电动机从轴上吸收机械功率（由重物下放时释放位能提供）。 $UI_a > 0$ ，说明电动机从电源吸收电功率。式（5-26）表明倒拉反转时，电动机既从电源吸收电功率，又从轴上吸收机械功率，所吸收的功率都消耗在电枢回路中的电阻上了。倒拉反转下放重物时，所串电阻值越大，则重物下放的速度也越大。

### 5.5.3 回馈制动

当电动机转速高于理想空载转速，即电动势高于外加电压时，电流方向将反向，电动机相电网输出电功率。与电动状态相比，电流已经反向，电磁转矩也反向，由电动运行时的拖动转矩变为制动转矩，电动机的这种运行状态称为回馈制动。他励直流电动机做回馈制动时，转速方向应与理想空载转速方向一致，相当于发电机，吸收机械能，输出电能。

图 5.26 中分别画出了正向电动和正向回馈制动（加正向电压）时各量的实际方向。通过比较可以看出，正向回馈制动时， $n$  为正， $I_a$  和  $T$  为负。要保持恒速运行，必须有一个与转速同向的拖动转矩  $T_L$  才行，其机械特性位于图 5.27 中的  $BE$  段。反向回馈制动（加反向电压）的机械特性位于图 5.27 中的  $CD$  段。

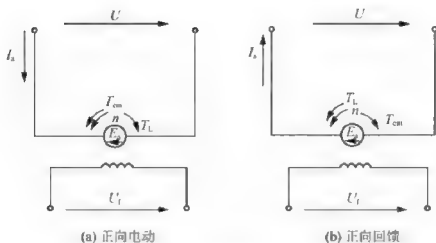


图 5.26 正向回馈各量方向

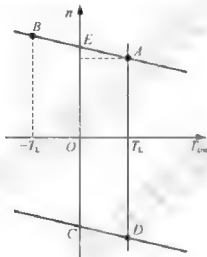


图 5.27 回馈制动机械特性

下面列举几种回馈制动的具体例子。

(1) 电动机高速下放重物。电机运行于图 5.27 中的  $D$  点。这时，重物下放释放位能，即电动机轴上输入机械功率，扣除各种损耗后，向电网回馈电功率。设提升重物时运行于正向电动状态，则下放重物时运行于反向回馈制动状态，由图 5.26 可以看出，此时， $U$  为负， $T_{em}$  和  $I_a$  为正，转速中的负号表示下放重物。

(2) 电车下坡。电车在平路上行驶时，电动机工作在正向电动状态；电车下坡时，电车的重力沿斜坡方向产生一分力，此分力减去车轮与路面的摩擦力，其余部分体现为作用在电动机轴上的拖动力矩，迫使电动机加速直至进入回馈制动状态，电动机运行于图 5.27 中的  $B$  点。

(3) 当采用降压方法降低电动机的转速时，电动机在减速过程中有可能有一段时间运行于回馈制动状态，这可用图 5.28 加以说明。

如图 5.28 所示，设电动机带恒转矩负载运行于  $A$  点。现降低电源电压，机械特性变为  $BD$ ，由于转速不能突变，运行点将由  $A$  点变为  $B$  点，电动机进入回馈制动。

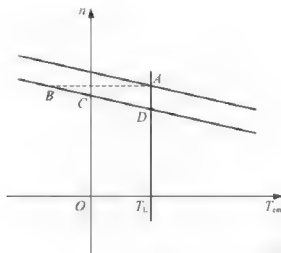


图 5.28 降压调速中的回馈制动

## 阅读材料:

### 无刷直流电动机简介

无刷直流电动机是一种电子换向的小功率直流电动机,又称无换向器电动机,无整流子直流电动机。它是用半导体逆变器取代一般直流电动机中的机械换向器,构成没有换向器的直流电动机。这种电机结构简单,运行可靠,没有火花,电磁噪声低,广泛应用于现代生产设备、仪器仪表、计算机外围设备、绿色家电、电动自行车等领域。

无刷直流电动机由同步电动机和驱动器组成,是一种典型的机电一体化产品。同步电动机的定子绕组多做成三相对称星形接法,同三相异步电动机十分相似。而转子上粘有已充磁的永磁体,为了检测电动机转子的极性,在电动机内装有位置传感器。驱动器由功率电子器件和集成电路等构成,其功能是接收电动机的起动、停止、制动信号,以控制电动机的起动、停止和制动;接收位置传感器信号和正反转信号,用来控制逆变桥各功率管的通断,产生连续转矩;接收速度指令和速度反馈信号,用来控制和调整转速;提供保护和显示等。

虽然无刷直流电动机没有普通直流电动机由于存在机械式换向器而产生的诸多问题,但毕竟驱动控制部分较为复杂,另外随着功率的增大,转矩脉动引起的一系列问题较为突出,因此,目前主要用于一些小功率的场合。在一些传统大中型功率场合,普通直流电动机还是具备无可替代的作用。

## 小结

本章首先介绍了电机拖动系统的动力学基本知识,以及生产机械负载的机械特性。以上二者是研究各类电机拖动的理论和应用基础。

本章对直流电动机的电力拖动进行了介绍,重点是他励直流电动机的拖动。

他励直流电动机的机械特性是重点内容,首先推导出其机械特性一般表达式,接着研究其固有机械特性;对于人为机械特性,包括电枢回路串电阻、改变电枢端电压、减少气隙磁通 3 种主要的人为机械特性形式。详细分析了各种机械特性的原理、推导过程。借此

他励直流电动机的实例,对电力拖动系统的稳定运行条件进行了分析推导,即当电机拖动系统受到负载或电源波动,待负载或电源稳定后,系统仍能恢复到原来的稳定运行状态的条件。

5.3~5.5节,详细分析了他励直流电动机拖动系统的各个过程,包括起动、调速、制动。

直接起动缺点明显,尤其是满载直接起动,会造成一定的危险;降压起动和电枢回路串电阻起动是较好的安全起动的方式。

在众多电机拖动系统的应用场合,对调速的性能、指标要求较高,一般来讲,调速范围越宽、静差率越小,以及调速过程的平滑性、调速装置的经济性等是表征调速性能的指标。本章还涉及调速方法,介绍了3种调速方法,分别是电枢回路串电阻调速、降低电源电压调速、弱磁调速,尤其后两者较有优势。由于负载的特点,如恒转矩负载、恒功率负载等不同的负载形式,相应的调速方法也有恒转矩恒功率等不同调速方式,负载形式与电机调速方式要相匹配为佳。

关于制动,介绍了三大类制动方法,分别是能耗制动、反接制动、回馈制动。能耗制动控制简单但不经济;反接制动和回馈制动相对经济,但所需设备相对复杂。

## 习题

- 常见的生产机械负载转矩特性有\_\_\_\_\_负载、\_\_\_\_\_负载、\_\_\_\_\_负载。
  - 硬度不变的他励直流电动机人为机械特性是\_\_\_\_\_的人为机械特性。
  - 他励直流电动机带恒转矩负载,采用弱磁调速,弱磁调速后电机的转速\_\_\_\_\_,电枢电流\_\_\_\_\_。
  - 当直流电动机的转速超过\_\_\_\_\_时,出现回馈制动。
  - 负载转矩的大小恒定、方向不变、负载转矩特性曲线位于第一象限和第四象限,此种负载为( )。
- 反抗性恒转矩负载
  - 位能性恒转矩负载
  - 恒功率负载
  - 风机泵类负载
- 他励直流电动机采用电枢回路串电阻起动或降压起动,目的是( )。
- 使起动过程平稳
  - 降低起动电流
  - 降低起动转矩
  - 既降低起动电流,又降低起动转矩
- 他励直流电动机带恒转矩负载降压调速时,如励磁电流不变,则调速前、后( )不变。
- 输入功率
  - 输出功率
  - 电枢电流
  - 电枢电动势
- 他励直流电动机拖动恒转矩负载进行串电阻调速时,则调速前的电枢电流  $I_a$  和调速后的电枢电流  $I'_a$  满足( )。
- $I_a < I'_a$
  - $I_a > I'_a$
  - $I_a = I'_a$
  - 无法确定
- 他励直流电动机不需要在电枢回路中串联电阻的制动形式为( )。
- 能耗制动
  - 电压反向的反接制动
  - 转速反向的反接制动
  - 回馈制动

10. 写出电力拖动系统运行方程, 并说明什么情况下拖动系统运行于稳定运行状态、加速运行状态和减速运行状态。

11. 电力拖动系统的稳定运行的充分条件是什么?

12. 他励直流电动机的起动电流由哪些因素决定? 正常运行时的电枢电流由哪些因素决定?

13. 他励直流电动机常用哪几种方法进行调速? 它们的主要特点是什么?

14. 何谓恒转矩调速方式? 何谓恒功率调速方式? 调速方式与负载类型如何配合?

15. 比较各种电磁制动方法的优缺点, 并简介其应用。

16. 一台他励直流电动机,  $P_N = 7.6 \text{ kW}$ ,  $U_N = 110 \text{ V}$ ,  $I_N = 85.2 \text{ A}$ ,  $n_N = 750 \text{ r/min}$ ,  $R_a = 0.13 \Omega$ , 起动电流限制在  $2.1 I_N$ 。

(1) 采用串电阻起动, 求起动电阻;

(2) 若采用降压起动, 电压应降为多少?

(3) 求出以上两种情况下的机械特性。

17. 一台他励直流电动机,  $P_N = 10 \text{ kW}$ ,  $U_N = 220 \text{ V}$ ,  $I_N = 54 \text{ A}$ ,  $n_N = 1000 \text{ r/min}$ ,  $R_a = 0.5 \Omega$ ,  $\Phi = \Phi_N$ , 在负载转矩保持额定值不变的情况下工作, 不串电阻, 将电压降至  $139 \text{ V}$ 。试求:

(1) 电压降低瞬间电动机的电枢电流和电磁转矩, 此时电机工作于什么状态?

(2) 进入新的稳定状态时的电枢电流和转速。

18. 一台并励直流电动机,  $U_N = 110 \text{ V}$ ,  $I_N = 28 \text{ A}$ ,  $n_N = 1500 \text{ r/min}$ , 励磁回路总电阻  $R = 110 \Omega$ , 电枢回路电阻  $R_a = 0.15 \Omega$ , 在额定运行状态下突然在电枢回路串入  $0.5 \Omega$  的电阻, 忽略电枢反应和电磁惯性, 计算:

(1) 串入电阻后瞬间的电枢电动势、电枢电流、电磁转矩;

(2) 若负载转矩减为原来的一半, 求串入电阻后的稳态转速。

19. 一台他励直流电动机,  $P_N = 2.5 \text{ kW}$ ,  $U_N = 220 \text{ V}$ ,  $I_N = 12.5 \text{ A}$ ,  $n_N = 1500 \text{ r/min}$ ,  $R_a = 0.8 \Omega$ ;  $\Phi = \Phi_N$  不变。试求:

(1) 电动机以  $1200 \text{ r/min}$  的转速运行时, 采用能耗制动停车, 要求制动开始后瞬间电流限制为额定电流的两倍, 求电枢回路应串入的电阻值;

(2) 若负载为位能性恒转矩负载,  $T_L = 0.9 T_N$ , 采用能耗制动, 使负载以  $420 \text{ r/min}$  的转速恒速下放, 电枢回路应串入的电阻。



## 第6章

# 三相异步电动机的电力拖动

**关键术语：**机械特性表达式，固有机械特性，临界转差率，最大电磁转矩，人为机械特性，起动转矩，起动方法，变频调速，制动。

**学过本章后，读者将能够：**

理解三相异步电动机机械特性的3种表达式，掌握其实用表达式；

熟练掌握三相异步电动机固有机械特性及各特征点；

熟练掌握三相异步电动机人为机械特性；

理解鼠笼式和绕线式三相异步电动机的起动方法；

掌握变频调速的方法与原则，了解其他调速方法；

理解三相异步电动机的能耗、反接和回馈制动方法。

**引例：**

图4.1 (a) 和图4.1 (d) 给出了应用三相异步电动机进行拖动运行的场合，图6.1 也示出了三相异步电动机拖动负载在其他领域的一些应用。



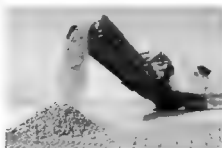
(a) 拖动鼓风机



(b) 拖动起重机吊装货物



(c) 拖动油田钻机



(d) 拖动传送带

图 6.1 三相异步电动机电力拖动应用

本章分析三相异步电动机的机械特性,讨论三相异步电动机拖动机械负载运行时所遇到的启动、调速和制动问题。

## 6.1 三相异步电动机的机械特性

### 6.1.1 三相异步电动机机械特性表达式

电动机的机械特性是指在电源电压  $U_1$ 、电源频率  $f_1$ 、电机参数一定的条件下,电动机的转速与电磁转矩之间的关系,即  $n = f(T_{em})$ 。由于转差率与转速之间满足  $n = (1-s)n_1$ ,所以可以利用  $s = f(T_{em})$  表示机械特性。用曲线表示三相异步电动机机械特性时,常取  $T_{em}$  为横坐标,以  $s$  和  $n$  为纵坐标。

三相异步电动机的机械特性有 3 种表达方式:物理表达式、参数表达式和实用表达式。

#### 1. 物理表达式

电动机的电磁转矩是由旋转磁场的每极磁通  $\Phi$  与转子电流  $I_2$  相互作用产生的。电磁转矩:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{m_1 E_2 I_2 \cos \varphi_2}{2\pi n_1} = \frac{m \times 4.44 f_1 N_2 k_{N2}}{2\pi f_1} \Phi I_2 \cos \varphi_2 = C_T \Phi I_2 \cos \varphi_2 \quad (6-1)$$

式中,  $C_T = \frac{4.44 m_1 p N_2 k_{N2}}{2\pi}$

式(6-1)表明:电磁转矩是转子电流有功分量与气隙基波主磁场共同作用产生的。电源电压不变,每极基波磁通量为定时时,电磁转矩和转子电流的有功分量成正比。由于这个公式是从物理意义出发得到的,所以称为机械特性的物理表达式。

物理表达式清楚地反映了电动机电磁转矩的物理意义,但是实际使用时却比较困难。这是因为在工程上,磁通难以计算,转子电流也不易得到。所以分析或计算异步电动机机械特性时一般不采用物理表达式,而采用参数表达式。

#### 2. 参数表达式

根据第 4 章异步电机的等效电路,考虑到转子电流表达式  $I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2}}$

电磁转矩的参数表达式为

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s}}{\frac{2\pi n_1}{60}} = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s}}{\frac{2\pi f_1}{p}} T_{em} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{2\pi f_1 [(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + x_2')^2]} \quad (6-2)$$

式(6-2)表明了电机的电磁转矩  $T_{em}$  与电源参数  $U_1$  和  $f_1$ 、运行参数  $s$  及其结构参数  $m$ 、 $p$ 、 $r_1$ 、 $x_1$ 、 $r_2'$ 、 $x_2'$  之间的函数关系,因此也称为电磁转矩参数表达式,这一表达式比物理表达式在应用上更方便。

由于参数  $m_1$ 、 $p$ 、 $r_1$ 、 $x_1$ 、 $r'_2$ 、 $x'_2$  都与转差率  $s$  无关, 当转差率  $s$  (或转速  $n$ ) 变化时, 机械特性曲线如图 6.2 所示。

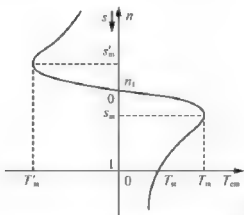


图 6.2 三相异步电动机的机械特性

当同步转速  $n_1$  为正值时, 机械特性曲线跨越第一、第二和第四象限。在第一象限时,  $0 < n < n_1$ ,  $0 < s < 1$ ,  $n$ 、 $T_m$  均为正值, 电机处于电动机运行状态; 在第二象限时,  $n > n_1$ ,  $s < 0$ ,  $n$  为正值,  $T_m$  为负值, 电机处于发电机运行状态; 在第四象限时,  $n < 0$ ,  $s > 1$ ,  $n$  为负值,  $T_m$  为正值, 电机处于电磁制动运行状态。

从机械特性曲线上可以看出, 电磁转矩有两个最大值, 一个出现在第一象限 (电动机状态), 另一个出现在第二象限 (发电机状态)。将最大电磁转矩  $T_m$  对应的转差率称为临界转差率, 用  $s_m$  表示。对式 (6-2) 求导数  $\frac{dT_m}{ds}$ , 并令  $\frac{dT_m}{ds} = 0$ , 得到临界转差率为

$$s_m = \pm \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}} \approx \pm \frac{r'_2}{x_1 + x'_2} \quad (6-3)$$

将式 (6-3) 代入式 (6-2), 得到最大电磁转矩为

$$T_m = \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 [\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}]} \approx \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 (x_1 + x'_2)} \quad (6-4)$$

由式 (6-3) 和式 (6-4) 可得如下结论。

- (1) 最大电磁转矩  $T_m$  与外加相电压的平方成正比, 临界转差率  $s_m$  与外加电压无关。
- (2) 临界转差率  $s_m$  与转子电阻  $r'_2$  成正比, 最大电磁转矩  $T_m$  与转子电阻  $r'_2$  无关。
- (3) 最大电磁转矩  $T_m$  和临界转差率  $s_m$  都近似与  $x_1 + x'_2$  成反比。

最大电磁转矩对电机运行具有重要意义, 当电动机负载转矩突然增大, 且大于最大电磁转矩时, 电动机将承载不了负载而停转。为了保证电动机不会由于短时过负载而停转, 电动机需要具有一定的过载能力。最大电磁转矩越大, 电动机短时过载能力越强。一般把最大电磁转矩  $T_m$  与额定转矩  $T_N$  之比称为电动机的过载系数 (过载能力), 即

$$\lambda_m = \frac{T_m}{T_N} \quad (6-5)$$

过载系数是异步电动机运行的重要性能指标, 它可以衡量电动机的短时过载能力和运行的稳定性。一般电动机  $\lambda_m = 1.6 \sim 2.2$ , 起重、冶金机械专用电动机  $\lambda_m = 2.2 \sim 2.8$ 。

在电动机机械特性上,还有一个电动机的重要参数,即起动转矩 $T_s$ ,它是电动机接入电源瞬间的电磁转矩,此刻电动机尚未转动, $n=0$ , $s=1$ 。将 $s=1$ 代入式(6-2),可得到电动机的起动转矩为

$$T_s = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2]} \quad (6-6)$$

起动转矩具有以下特点。

(1) 与电源电压的平方成正比。

(2) 与转子回路电阻 $r_2'$ 有关,转子回路串入适当电阻可以增大起动转矩 $T_s$ 。

从前面的分析可知,若增加转子回路电阻使 $s_m=1$ 时,则可获得最大起动转矩,即 $T_s=T_m$ 。若再继续增加转子回路电阻,则 $s_m>1$ ,起动转矩反而会减小。

通常用 $T_s$ 与 $T_N$ 的比值 $k_s$ 表示电动机的起动转矩倍数,即

$$k_s = \frac{T_s}{T_N} \quad (6-7)$$

起动转矩倍数是衡量异步电动机起动性能好坏的重要指标,只有 $k_s>1$ ,电动机才能带负载起动起来, $k_s$ 越大,电动机起动得就越快。一般鼠笼式电动机 $k_s=1.0\sim 2.0$ ;Y系列鼠笼式电动机 $k_s=1.7\sim 2.2$ 。

### 3. 实用表达式

利用参数表达式计算电动机的机械特性时,需要知道电动机的绕组参数。有些参数用户在产品目录中是查不到的,通过实验才能得到。如果利用电动机的铭牌数据和相关的手册提供的额定值进行计算,就比较实用和方便了。所以用式(6-2)除以式(6-4),并考虑式(6-3),化简并忽略 $r_1$ 后,可得到电动机机械特性的实用表达式:

$$\frac{T_m}{T_m} \frac{s_m}{s} = \frac{2}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}} \quad (6-8)$$

式(6-8)是工程计算中非常实用的机械特性表达式。

当三相异步电动机在额定负载范围内运行时,转差率 $s$ 很小,额定转差率 $s_N$ 仅为 $0.01\sim 0.06$ 。由于 $\frac{s}{s_m} \ll \frac{s_m}{s}$ ,将式(6-8)进一步简化,忽略分母中的 $\frac{s}{s_m}$ ,可得到

$$T_m = \frac{2T_m}{s_m} s \quad (6-9)$$

这说明在 $0 < s < s_m$ 的范围内,三相异步电动机的机械特性呈线性关系,具有与他励直流电动机相似的特性。

最大电磁转矩 $T_m$ 和临界转差率 $s_m$ 可由电机额定数据求得。已知电动机的额定功率 $P_N$ 、额定转速 $n_N$ 、过载系数 $\lambda_m$ (可以在产品目录中查出),则额定转矩为

$$T_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N \times 10^3}{\frac{2\pi n_N}{60}} = 9550 \frac{P_N}{n_N} \quad (6-10)$$

式中,额定功率 $P_N$ 的单位为kW。最大电磁转矩为

$$T_m = \lambda_m T_N \quad (6-11)$$



额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} \quad (6-12)$$

在工程计算时,常因空载转矩  $T_0$  远小于电磁转矩  $T_{em}$  而将  $T_0$  忽略,这样,当  $s = s_N$  时,  $T_{em} = T_N$ , 代入式 (6-8), 有

$$\frac{T_N}{T_m} = \frac{2}{\frac{s_N}{s_m} + \frac{s_m}{s_N}} \quad (6-13)$$

将  $T_m = \lambda_m T_N$  代入式 (6-13), 可得到

$$s_m^2 - 2\lambda_m s_N s_m + s_N^2 = 0 \quad (6-14)$$

解得

$$s_m = s_N (\lambda_m \pm \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) \quad (6-15)$$

因为  $s_m > s_N$ , 所以上式应取“+”号, 于是

$$s_m = s_N (\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) \quad (6-16)$$

求出  $T_m$  和  $s_m$  后, 式 (6-8) 就成为机械特性方程式, 只要给定  $s$  值, 就可以求出  $T_{em}$  值, 画出机械特性曲线。

上述 3 种机械特性的表达式, 虽然都能用来表征电动机的运行性能, 但应用的场合各有不同。一般来说, 物理表达式适用于对电动机的运行性能做定性分析; 参数表达式适用于分析各种参数变化对电动机运行性能的影响; 实用表达式适用于电动机机械特性的工程计算。

**【例 6-1】** 一台三相四极绕线型异步电动机,  $f_N = 50\text{Hz}$ ,  $U_N = 380\text{V}$ ,  $P_N = 150\text{kW}$ ,  $n_N = 1460\text{r/min}$ ,  $\lambda_m = 2$ , 求: ①电动机的机械特性表达式; ②电动机的起动转矩; ③当负载为恒转矩负载, 并且  $T_L = 755\text{N} \cdot \text{m}$  时电机的转速。

解: 旋转磁场的转速为

$$n = \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 \times 50}{2} = 1500 (\text{r/min})$$

额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.027$$

临界转差率为

$$s_m = s_N (\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) = 0.027 \times (2 + \sqrt{2^2 - 1}) = 0.1$$

额定转矩为

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{150}{1460} = 981.2 (\text{N} \cdot \text{m})$$

最大电磁转矩为

$$T_m = \lambda_m T_N = 2 \times 981.2 = 1962.4 (\text{N} \cdot \text{m})$$

①实用机械特性表达式为

$$T_{em} = \frac{2T_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} = \frac{2 \times 1962.4}{\frac{0.1}{0.1} + \frac{0.1}{s}}$$

②将  $s = 1$  代入实用机械特性表达式中可得到起动转矩为

$$T_{st} = T_{em} = \frac{2T_m}{\frac{1}{s} + \frac{s_m}{1}} = \frac{2 \times 1962.4}{\frac{1}{0.1} + \frac{0.1}{1}} = 388.6 (\text{N} \cdot \text{m})$$

③将  $T_L$  代入实用机械特性表达式中, 有

$$T_L = 755 = \frac{2T_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} = \frac{2 \times 1962.4}{\frac{s}{0.1} + \frac{0.1}{s}}$$

解得

$$s = \begin{cases} 0.02 \\ 0.5 \end{cases}$$

由于  $s = 0.5 > s_m$ , 所以舍去此解, 则电动机的转速为

$$n = n_1(1-s) = 1500 \times (1-0.02) = 1470 (\text{r/min})$$

### 6.1.2 三相异步电动机固有机械特性

固有机械特性是指当电动机的定子电压和频率为额定值, 定子绕组按规定方式接线, 定子和转子回路不外接电阻或电抗时的机械特性。

当电机处于电动机状态时, 固有机械特性如图 6.3 所示, 机械特性上有以下 4 个特征点。

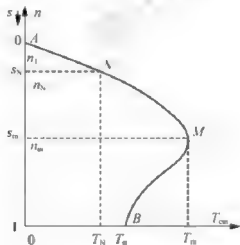


图 6.3 三相异步电动机的固有机械特性

#### 1. 理想空载点 A

在 A 点,  $n = n_1 = \frac{60f_1}{p}$ ,  $s = 0$ ,  $T_{em} = 0$ , 转子电流  $I_2 = 0$ , 电机不进行机电能量转换。

三相异步电动机没有外力作用不能达到此点运行, 该点也称为同步转速点。

2. 额定运行点  $N$ 

在  $N$  点,  $n = n_N$ ,  $s = s_N$ ,  $T_{em} = T_{mN}$ ,  $I_1 = I_N$ 。额定运行时,  $s_N$  很小, 一般在  $0.01 \sim 0.06$  之间, 所以电动机的额定转速  $n_N$  略小于同步转速  $n_1$ , 这说明了固有机械特性的线性段为硬特性。

3. 临界运行点 (最大转矩点)  $M$ 

在  $M$  点,  $s = s_m$ ,  $T_{em} = T_m$ 。 $M$  点是机械特性曲线中线性段 ( $A-N-M$ ) 和非线性段 ( $M-B$ ) 的分界点。如果电机带恒转矩负载, 根据电力拖动系统稳定运行条件可知, 在线性段, 电动机工作是稳定的, 在非线性段, 电动机工作是不稳定的。所以  $M$  点也是电机稳定运行的临界点, 临界转差率  $s_m$  也由此而得名。

4. 起动点  $B$ 

$B$  点是电动机接通电源开始起动瞬间工作点。在  $B$  点,  $n = 0$ ,  $s = 1$ ,  $T_{em} = T_s$ ,  $I_1 = I_s$ 。

## 6.1.3 三相异步电动机人为机械特性

人为机械特性是指人为地改变电源参数或电动机结构参数而得的机械特性。可以改变的参数有电源电压  $U$ , 电源频率  $f_1$ , 磁极对数  $p$ , 定子电路参数  $r_1$ 、 $x_1$ , 转子电路参数  $r_2$ 、 $x_2$  等。

## 1. 改变电源电压人为机械特性

这种人为机械特性是指保持电动机其他参数不变, 只改变电动机定子电压的机械特性。定子电压可以升高, 也可以降低, 考虑到电动机的磁路在额定电压时已经接近饱和, 升高电压会带来更多能量损耗, 一般只是降低定子端电压。降低定子电压后的人为机械特性曲线如图 6.4 所示, 图中  $U_1' < U_1' < U_N$ 。由式 (6-3) ~ 式 (6-6) 可知, 降低定子电压时的机械特性有以下特点。

- (1) 电压降低后, 同步转速  $n_1$  不变。
- (2) 电压降低后电动机的最大电磁转矩  $T_m$  会减小很快, 临界转差率  $s_m$  不变。
- (3) 电压降低后电动机的起动转矩  $T_s$  会减小很快。
- (4) 在同一转速下, 降低电压后的电磁转矩比降压前的电磁转矩小。

如果电动机带恒转矩负载, 则降低定子电压时, 电机的转速  $n$  下降, 转差率  $s$  增大, 转子电流因转子电动势的增大而增大, 引起定子电流增大, 导致电动机过载运行。长时间欠压过载运行, 必然使电动机过热, 缩短电动机的使用寿命。另外, 电压下降过多, 可能出现  $T_m < T_L$ , 电机将停转。

## 2. 改变转子电阻人为机械特性

这种人为机械特性是指保持电动机的其他参数不变, 只改变绕线型电动机转子电阻的机械特性。人为机械特性曲线如图 6.5 所示, 图中  $r_2' < r_2' < r_2''$ 。由式 (6-3) ~ 式 (6-6) 可知, 转子电路串联电阻的人为机械特性有如下特点。

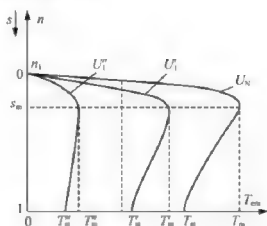


图 6.4 三相异步电动机降压时的人为机械特性

- (1) 同步转速  $n_1$  不变化。
- (2) 最大电磁转矩  $T_m$  不变化，但与之对应的临界转差率  $s_m$  随着转子电阻增大而不断增加。
- (3) 起动转矩  $T_a$  与转子电阻的关系不是单调的，在  $s_m < 1$  区间， $T_a$  随  $r_2$  增加逐渐增大； $s_m = 1$ ， $T_a = T_m$ ，达到最大值；在  $s_m > 1$  区间， $T_a$  随  $r_2$  增加逐渐减小。
- (4) 在电动机运行状态，同一转速下，串电阻后的电磁转矩与串电阻之前相比不是单调变化。
- (5) 转子串联电阻后，机械特性线性段的斜率增大，机械特性变软。

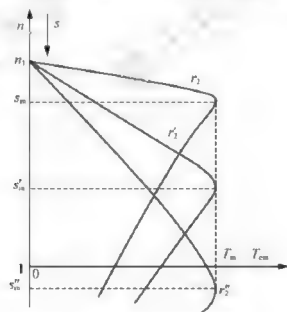


图 6.5 绕线型三相异步电动机转子串联电阻时的人为机械特性

### 3. 改变定子阻抗人为机械特性

这种人为机械特性是指保持电动机其他参数不变，只改变电动机定子的电阻或电抗时的机械特性。图 6.6 所示的机械特性曲线为定子串电阻时的人为机械特性曲线，图中  $r_1 <$



$r' < r''$ 。由式(6-3)~式(6-6)可知,改变定子电阻的人为机械特性有如下特点。

- (1) 同步转速  $n_1$  不变化。
- (2) 最大电磁转矩  $T_m$  和临界转差率  $s_m$  减小。
- (3) 起动转矩  $T_{st}$  减小。
- (4) 在同一转速下,串电阻后的电磁转矩比串电阻前的电磁转矩小。

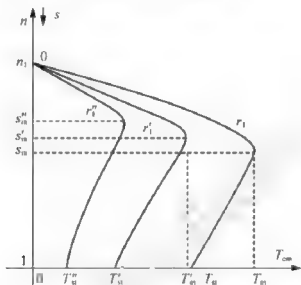


图 6.6 三相异步电动机改变定子电阻时的人为机械特性

三相异步电动机定子串联电抗和绕线型异步电动机转子串联电抗的两种人为机械特性与定子串联电阻的人为机械特性相似,这里不再叙述。

对于改变电源频率,改变电机极对数的人为机械特性,将在调速一节中介绍。

## 6.2 三相异步电动机的起动

电动机起动是指电动机接通电源后,从静止状态加速到稳定运行状态的过程。为了使电动机能够转动并快速达到稳定运行转速,对异步电动机起动有以下要求。

- (1) 起动电流倍数  $k = \frac{I_{st}}{I_N}$  要小,以减少  $I_{st}$  对电网的冲击。
- (2) 起动转矩倍数  $k_{st} = \frac{T_{st}}{T_N}$  足够大,以加速起动过程,缩短起动时间。
- (3) 起动设备要简单、经济、可靠,操作维护方便。

普通三相异步电动机直接接到额定电压的电源上起动时,起动电流很大,起动转矩却不大。

起动电流很大的原因是电动机刚起动时,  $n \approx 0$ 、 $s \approx 1$ ,气隙旋转磁场切割转子的相对速度最大,转子绕组中感应的电动势最大,转子电流也达到最大值。根据磁动势平衡关系,定子电流(起动电流)  $I_{st}$  也很大,可达额定电流的 4~7 倍。过大的起动电流由供电变压器提供,使得供电变压器的输出电压降低,对供电电网产生影响。



起动转矩却不大的原因, 可以用公式  $T_{em} = C_T \Phi I_a \cos \varphi_2$  来分析。一方面, 电动机起动时,  $s = 1$ ,  $f_2 = f$ ,  $x_2 \gg r_2$ , 转子功率因数角  $\varphi_2 = \arctan \frac{x_2}{r_2} \approx 90^\circ$ , 功率因数  $\cos \varphi_2$  很低, 尽管起动时转子电流  $I_2$  很大, 但是  $I_2 \cos \varphi_2$  并不大; 另一方面, 很大的起动电流引起定子漏阻抗压降  $I_a Z_s$  增大, 造成  $E_1$  减小, 使气隙磁通量  $\Phi$  减小。由于这两方面原因, 三相异步电动机的起动转矩不大。

由此可见, 在保证一定起动转矩的情况下, 应采取措施限制起动电流。

## 6.2.1 鼠笼型三相异步电动机起动

鼠笼型三相异步电动机的起动有直接起动(全压起动)、降压起动和软起动3种方法。

### 1. 直接起动

直接起动是利用刀闸或者接触器把电动机直接接到具有额定电压的电源上, 使电动机起动, 又称全压起动。这种起动方法的优点是起动设备简单, 操作方便, 起动迅速; 缺点是起动电流大。

异步电动机能否采用直接起动应由电网的容量、起动频繁程度、电网允许干扰的程度以及电动机的容量、型式等因素决定。一般规定, 异步电动机的额定功率小于7.5kW时允许直接起动。若额定功率大于7.5kW, 并且电网容量较大, 若符合式(6-17)的要求, 电动机也允许直接起动。

$$k \leq \frac{1}{4} \left[ 3 + \frac{\text{电源总容量 (kVA)}}{\text{起动电动机功率 (kW)}} \right] \quad (6-17)$$

如果不能满足式(6-17)的要求, 则必须采用降压起动方法。

### 2. 降压起动

降压起动的目的是降低起动电流。起动时, 通过起动设备使加到电机上的电压小于额定电压, 等到电动机的转速达到一定数值后, 再让电动机承受额定电压, 保证电动机在额定电压下稳定运行。一般降压起动有以下几种方法。

(1) 定子回路串电抗起动。定子回路串电抗起动如图6.7所示。起动时, 接触器触点KM1闭合, KM2断开, 电源电压经电抗  $X_a$  降低后, 加在电动机上, 电动机降压起动。待电动机转速升高后, 接触器触点KM2闭合, 切除电抗  $X_a$ , 使电动机在全电压下正常运行。

定子回路串电抗  $X_a$  降压起动时, 若加在电动机上的电压减小到额定电压的  $1/k$ , 则起动电流也减小到直接起动的  $1/k$ , 由于起动转矩与电源电压平方成正比, 所以起动转矩减小到直接起动的  $1/k^2$ 。因此定子回路串电阻  $R_a$  或电抗  $X_a$  降压起动只适用于电动机轻载或空载起动。

高压、大功率电动机多采用串电抗降压起动, 在低压小功率电动机上也可采用电阻降压起动。

(2) Y-Δ换接起动。Y-Δ换接起动方法只适用于正常运行时定子绕组为Δ接法并有6个出线端头的笼型电动机。为了减小起动电流, 起动时将定子绕组改接成Y形, 降低每相



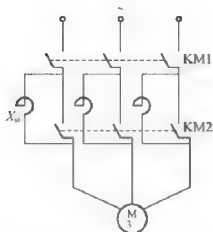
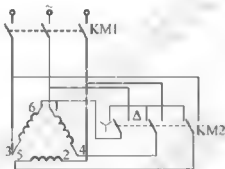


图 6.7 定子串电抗的降压起动

电压，当电动机转速上升到接近额定转速时再改成 $\Delta$ 形，其原理接线如图 6.8 所示。

图 6.8 Y- $\Delta$ 起动的接线图

起动时，合上接触器触点 KM1，再把 KM2 合到 Y 端，定子绕组接成 Y 形，每相绕组加的相电压为线电压的  $1/\sqrt{3}$ ，起动电流减小。待电动机转速升高到接近额定转速，再把 KM2 合到  $\Delta$  端，定子绕组改接成  $\Delta$  形，所加电压为线电压，电动机在额定电压下正常运行。

若电动机每相阻抗为  $Z$ ，三相绕组 Y 形连接起动，则电网提供电动机的起动电流为

$$I_{stY} = \frac{U_N}{\sqrt{3}Z} \quad (6-18)$$

若电动机三相绕组  $\Delta$  形连接时直接起动，则绕组相电压为电源电压，定子绕组每相起动电流为  $U_N/Z$ ，电网提供电动机的起动电流为

$$I_{st\Delta} = \sqrt{3} \frac{U_N}{Z} \quad (6-19)$$

将式 (6-18) 与式 (6-19) 相比，得到两种起动电流比值为

$$\frac{I_{stY}}{I_{st\Delta}} = \frac{1}{3} \quad (6-20)$$

由于起动转矩与相电压的平方成正比，所以 Y 接线时与  $\Delta$  接线时起动转矩比值为

$$\frac{T_{\text{st}\gamma}}{T_{\text{st}\Delta}} = \frac{(U_N/\sqrt{3})^2}{U_N^2} = \frac{1}{3} \quad (6-21)$$

可见,采用Y-△换接起动,起动电流和起动转矩都减小到直接起动时的1/3。

Y-△换接起动的最大优点是起动电流小,起动设备简单,成本低,体积小,质量轻,操作方便,所以Y系列容量等级在4kW以上的小型三相笼型异步电动机都设计成△形连接,以便采用Y-△换接起动;缺点是只适用于正常运行时定子绕组为△形连接的电动机,并且只有一种固定的降压比。采用Y-△换接起动起动转矩只有△形直接起动时的1/3,因此只适用于电动机轻载或空载起动。

(3) 自耦变压器降压起动。自耦变压器用作电动机降压起动时,称为自耦补偿起动器。自耦变压器降压起动的原理接线如图6.9所示,TA为自耦变压器。电动机起动时,KM2闭合,电源电压经过自耦变压器降压后加在电动机上,限制了起动电流。当转速升高到接近稳定转速时,KM2断开,KM1闭合,自耦变压器被切除,电动机在额定电压下正常运行。自耦变压器二次侧通常有几组抽头,如40%、60%、80%共3组抽头可供选用。

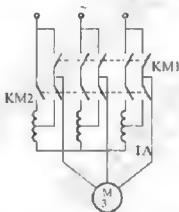


图 6.9 自耦变压器降压起动接线图

对电动机采用自耦变压器起动与全压起动比较如下。

① 设电网电压为 $U$ 、自耦变压器的变比为 $k_A$  ( $k_A > 1$ ), 经自耦变压器降压后, 加在电动机上的电压(自耦变压器二次侧电压)为 $U/k_A$ , 通过电动机定子绕组的电流(自耦变压器二次侧电流)为 $I_{2st}$ , 即

$$I_{2st} = \frac{1}{k_A} I_{stN} \quad (6-22)$$

式中, $I_{stN}$ 为额定电压下直接起动时起动电流。

② 电网供给电动机的起动电流为

$$I_{1st} = \frac{1}{k_A} I_{2st} = \frac{1}{k_A} \left( \frac{1}{k_A^2} I_{stN} \right) = \frac{1}{k_A^2} I_{stN} \quad (6-23)$$

③ 由于起动转矩与电源电压的平方成正比, 采用自耦变压器降压起动时, 起动转矩为直接起动时的 $1/k_A^2$ , 即

$$T_{st} = \frac{1}{k_A^2} T_{stN} \quad (6-24)$$

式中,  $T_{stN}$  直接起动时的起动转矩。

可见, 利用自耦变压器降压起动, 虽然定子电压下降到直接起动时的  $1/k_A$ , 但电网提供的起动电流及电动机的起动转矩都减小到直接起动时的  $1/k_A^2$ 。

自耦变压器降压起动的优点是不受电动机绕组连接方式的影响, 可以根据需要选择自耦变压器抽头, 选择对应的起动电压; 其缺点是设备体积大、投资高。此方法适用于不需频繁起动的电容量电动机。

(4) 延边三角形降压起动。延边三角形起动是结合自耦变压器降压起动和Y-△换接起动的特点发展而来的。这种起动方法要求电机每相绕组中间多一个抽头, 三相共有9个出线头, 都引到接线盒, 盒子中共有9个接线头。

图6.10所示是延边三角形降压起动的接线图。当电动机正常工作时, 将图6.10(a)中的1、6、3、5、2、4端头接在一起, 作为△连接, 将3个端头接到额定电压电源上。起动时, 一相绕组的一个端头与另一相绕组的中心抽头接在一起, 另一个端头引出, 接到电源, 如图6.10(b)所示, A相绕组的一个端头4与B相绕组中间抽头8连接, A相另一端头1作为A相的引出端, 其余依此类推。整个绕组的连接好像将三角形的每个边延长了一段, 所以称为延边三角形降压起动。当电机转速接近稳定转速后, 将图6.10(b)所示连接切换到图6.10(a)所示的连接, 起动过程完成。

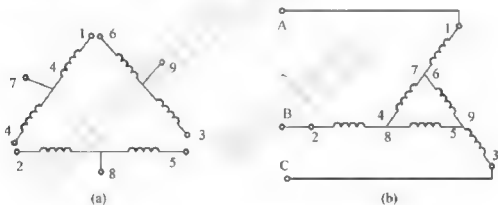


图6.10 延边三角形降压起动接线图

通过调节抽头的位置, 使绕组的Y部分绕组(如A相的1-7部分)和△部分绕组(如A相的7-4部分)的匝数比  $\frac{N_Y}{N_\Delta}$  产生变化, 可以满足不同转矩和起动电流的要求。

$\frac{N_Y}{N_\Delta}$  越大, 起动性能越接近Y-△换接起动, 反之,  $\frac{N_Y}{N_\Delta}$  越小, 越接近直接起动。若电源电压为电动机额定电压, 则延边三角形降压起动的定子每相电压的范围应是  $\frac{U_N}{\sqrt{3}} \sim U_N$ , 每相起动电流与起动转矩也介于直接起动的值和Y-△换接起动的值之间。

延边三角形降压起动虽然结合了自耦变压器降压起动和Y-△换接起动的特点, 但在电动机结构上必须留有抽头, 制造复杂, 而且不能随意改变抽头的位置, 限制了这种方法的使用。





(a) 和图 6.11 (b) 所示分别为三相绕线型异步电动机转子串电阻分级起动的接线图和对二级起动时的机械特性。

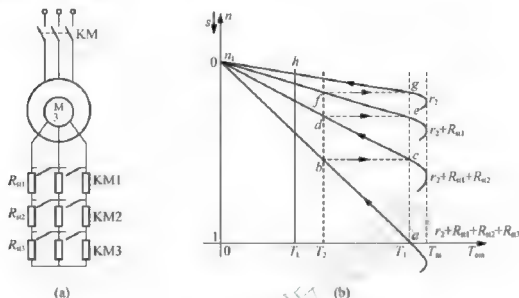


图 6.11 三相绕线型异步电动机转子串电阻分级起动

具体的起动过程参看图 6.11 (a) 和图 6.11 (b)。将接触器触点 KM1、KM2、KM3 打开，电动机的转子中串入了电阻  $R_{a1}$ 、 $R_{a2}$ 、 $R_{a3}$ ，合上 KM，定子接在额定电压的电源上，此时电动机的机械特性为斜率最大的一条  $0ax$  曲线，起动点在  $a$  点，起动转矩为  $T_1 > T_L$  ( $T_1$  称为最大加速转矩)，电动机开始起动。

当转速上升到  $h$  点时，电磁转矩减小为  $T_2$  (称为切换转矩)。为了保持较大的加速转矩，合上接触器触点 KM3，切除电阻  $R_{a3}$ ，电磁转矩增大为  $T_1$  ( $c$  点)，沿机械特性  $cd$ ，转速继续上升。

当转速上升到  $d$  点时，电磁转矩减小为  $T_2$ 。合上接触器触点 KM2，切除电阻  $R_{a2}$ ，电磁转矩增大为  $T_1$  ( $e$  点)，沿机械特性  $ef$ ，转速继续上升。

当转速上升到  $f$  点时，电磁转矩减小为  $T_2$ 。合上接触器触点 KM1，切除电阻  $R_{a1}$ ，电磁转矩增大为  $T_1$  ( $g$  点)，沿固有机械特性  $gh$ ，转速继续上升，直到  $h$  点， $T_m = T_1$ ，起动过程结束。

在起动过程中，一般最大加速转矩  $T_1 = (0.7 \sim 0.8) T_m$ ，切换转矩  $T_2 = (1.1 \sim 1.2) T_L$ 。

## 2. 转子串频敏变阻器起动

频敏变阻器的结构如图 6.12 (a) 所示，类似于只有一次绕组的三相变压器，其铁心是由几片到十几片厚钢板或铁板叠成。忽略频敏变阻器绕组的漏阻抗时，其等效电路如图 6.12 (b) 所示， $x_m$  是励磁电抗， $r_m$  是代表频敏变阻器铁耗的等效电阻。

频敏变阻器是串接在转子绕组上的，由于转子的频率在起动过程中变化很大，因此频敏变阻器等效电路中的  $x_m$  和  $r_m$  在起动过程中也要发生很大变化。其中， $x_m \propto f$ ，并与铁心饱和程度有关； $r_m$  则取决于铁耗，主要是涡流损耗，它正比于铁心磁密幅值  $B_m$  及  $f^2$ 。

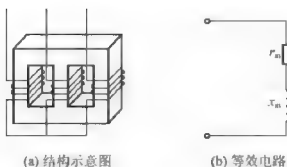


图 6.12 频敏变阻器

电动机接通电源的瞬间, 转速  $n=0$ , 转子频率  $f_2=f_1=50\text{Hz}$ , 频敏变阻器铁心中涡流损耗大, 所以  $r_m$  也大; 而  $X_m$  则因磁路高度饱和, 且绕组匝数又少, 其值很小, 有  $r_m > X_m$ 。由于  $r_m$  远大于转子电阻, 所以限制了起动电流, 增大了起动转矩。随着转速升高,  $f_2$  逐渐降低, 频敏变阻器铁心损耗随之逐渐减小, 串入转子回路的电阻  $r_m$  自动减小, 因此不需要分级切换电阻就能使电动机迅速而平稳地升至额定转速。起动结束, 将频敏变阻器切除。

频敏变阻器的铁心和磁轭之间有空气隙, 绕组中也有几个抽头, 改变气隙大小和绕组匝数使其等效阻抗改变, 可以调整电动机的起动电流和起动转矩的大小。

转子串频敏变阻器起动的优点是起动性能好, 可以平滑起动, 不会引起电流和转矩的冲击, 频敏变阻器结构简单, 运行可靠, 成本低; 缺点是功率因数低。这种方法适合于频繁起动的生产机械, 对于要求起动转矩很大的生产机械不宜采用。对于单纯为了限制起动电流而又要求转矩上、下限十分接近的快速起动设备, 采用频敏变阻器具有明显的优势。

### 6.3 三相异步电动机的调速

在调速指标、性能评价方面, 异步电动机与直流电动机一样。下面介绍三相异步电动机的调速方法和调速原理及性能。由于三相异步电动机转速的表达式为

$$n = (1-s)n_1 = (1-s) \frac{60f_1}{p} \quad (6-25)$$

从式 (6-25) 可知, 要调节异步电动机的转速, 可从改变以下 3 个参数入手。

- (1) 改变定子绕组的极对数  $p$ 。
- (2) 改变供电电源的频率  $f_1$ 。
- (3) 改变转差率  $s$ 。

因此, 三相异步电动机的调速方法可分为两大类: 一类是通过改变同步转速  $n_1$  来改变转速  $n$ , 具体方法有变极调速 (改变  $p$ ) 和变频调速 (改变  $f_1$ ); 另一类是通过改变转差率  $s$  来实现调速, 这就需要电动机从固有特性上运行改为人为特性上运行, 具体方法有变压调速 (改变  $U_1$ ) 和转子电路串电阻调速 (改变  $R_2$ ) 等。

### 6.3.1 变频调速

1.  $f_1 < f_N$  时, 要保持  $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$

以三相异步电动机拖动恒转矩负载为例, 此时的机械特性和负载特性如图 6.13 (a) 所示。调速前系统工作在固有特性与负载特性的交点  $a$  上, 频率改变的瞬间, 因机械惯性转速来不及改变, 工作点由  $a$  点平移到人为特性上的  $b$  点。此时  $T < T_L$ ,  $n$  下降, 工作点沿人为特性由  $b$  点移至新交点  $c$ , 系统重新在比原来低的转速下稳定运行。显然,  $f_1$  越小,  $n$  越低。保持  $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$  是为了保持  $\Phi$  不变, 忽略定子的漏阻抗压降, 近似认为  $U_1 \approx E_1 = 4.44k_N I_N f_1 \Phi$ 。准确地说, 只有保持  $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$ , 才能保持  $\Phi$  不变, 不过  $U_1$  是方便测量的, 所以常采用  $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$  下变频调速的方式。如果不采用这类方式,  $f_1$  降低则  $\Phi$  要增加, 而这只能使磁路过分饱和, 带来励磁电流猛增、损耗增加、发热、功率因数变坏、电动机带负载能力下降等弊端。

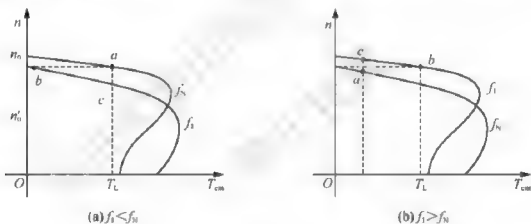


图 6.13 变频调速时三相异步电动机的机械特性和负载特性

不过, 随着  $f_1$  的降低,  $U_1$  的减小, 漏阻抗压降的作用越明显, 所以, 在实际的变频调速中, 随着  $f_1$  的降低要适当提高  $\frac{U_1}{f_1}$  值, 对阻抗压降进行适当的补偿。

2.  $f_1 > f_N$  时, 要保持  $U_1 = U_N$

此时的机械特性和负载特性如图 6.13 (b) 所示。调速前系统工作在固有特性和负载特性的交点  $a$  上,  $f_1$  改变瞬间, 工作点平移到人为特性上的  $b$  点。由于此时  $T > T_L$ , 转速  $n$  上升, 工作点沿人为特性由  $b$  点移至新交点  $c$  点, 系统重新在比原来高的转速下稳定运行。可见,  $f_1$  增加时转速  $n$  随之增加。

综上所述, 变频调速的主要性能如下。

(1) 调速方向既可往上调, 又可往下调。

- (2) 平滑性好可实现无级调速。
- (3) 调速的稳定性好, 机械特性的工作段基本平行, 硬度大, 静差率小。
- (4) 调速范围广。
- (5) 调速的经济性方面, 初期投资大, 需要专用的变频装置, 但运行费用较低。
- (6) 调速时的允许负载为  $f_1 < f_n$  时为恒转矩调速,  $f_1 > f_n$  时为恒功率调速。

变频调速可以实现较宽范围内的平滑调速, 是三相笼型异步电动机最好的调速方法, 但需要专用的变频电源。目前市场上供应的变频调速器就是供电动机变频调速用的变频电源, 它可以将频率和电压都一定的三相交流电源变换成频率和电压可调的三相交流电源。现代的变频调速器都带有接口, 可以挂在控制网络中, 既能面板控制, 又能实现远程控制和网络控制, 而且可以跟踪电动机的负载变化, 使其处于最佳运行状态。

### 6.3.2 变极调速

改变磁极数也有两种基本方式, 即  $\text{Y}-\text{Y}$  变极和  $\Delta-\text{Y}$  变极。仍以三相异步电动机拖动恒转矩负载为例, 它们的机械特性和负载特性分别如图 6.14 (a) 和图 6.15 (b) 所示。

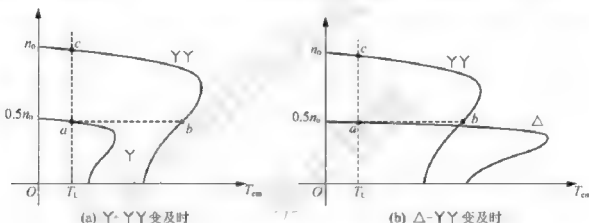


图 6.14 变极调速的机械特性和负载特性

当定子绕组由  $\text{Y}$  形连接或  $\Delta$  形连接改接成  $\text{YY}$  形连接时, 极对数  $p$  减半,  $n_1$  增加 1 倍, 工作点由  $a$  点经  $b$  点到达  $c$  点, 重新在比原来高的转速下稳定运行。变极调速时为了不改变转子的转向, 要注意将接至电源的 3 根导线中的任意两根对调一下位置。这是因为在  $p$  对磁极时, 若原来  $U$ 、 $V$ 、 $W$  三相绕组中的电流为

$$\begin{cases} i_U = I_m \sin \omega t \\ i_V = I_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_W = I_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases}$$

当磁极对数减少一半时, 电角度增加一倍, 三相绕组中电流的相序变了, 即

$$\begin{cases} i_U = I_m \sin \omega t \\ i_V = I_m \sin(\omega t - 240^\circ) = I_m \sin(\omega t + 120^\circ) \\ i_W = I_m \sin(\omega t + 240^\circ) = I_m \sin(\omega t - 120^\circ) \end{cases}$$

普通的笼型异步电动机出厂后磁极对数不能改变, 要想用变极调速, 必须选购专门可以

改变磁极对数的笼型异步电动机,这种电动机称为多速电动机。国产多速电动机的产品代号为 YD。目前国产多速电动机除两种转速之比为整数(如同步转速为 3000/1500r/min)的电动机外,还出现了两种转速之比为非整数(如同步转速为 1500/1000r/min)的电动机,还可以得到 3 种或 4 种转速的电动机。

变极调速的主要性能总结如下。

- (1) 调速方向由  $\Upsilon$  或  $\Delta$  变为  $\Upsilon\Upsilon$  时,是往上调,反之则为往下调。
- (2) 调速的平滑性差,只能有级调速。
- (3) 调速的稳定性好,因为在机械特性的工作段静差率  $\delta$  基本不变。
- (4) 调速范围不广,一般为  $2:1 \sim 4:1$ 。
- (5) 调速的经济性好,初期投资较少,运行费用也较低。
- (6) 调速时的允许负载在  $\Upsilon\text{-}\Upsilon\Upsilon$  调速时为恒转矩调速,在  $\Delta\text{-}\Upsilon\Upsilon$  调速时为恒功率调速。

### 6.3.3 变压调速

变压调速时三相异步电动机的机械特性和负载特性如图 6.15 所示。降低定子电压,便可改变电动机的机械特性,使得工作点由  $a$  点变到  $b$  点,从而降低了电动机的转速。对于恒转矩负载和恒功率负载来说,在  $n_m$  以下的各交点上运行是不稳定的,只有在  $n_m$  以上的各交点上运行才是稳定的,因而调速范围十分有限。对于通风机负载而言,所有交点都能满足稳定运行条件,都可以稳定运行,调速范围明显比恒转矩负载和恒功率负载时的调速范围大,但是,此时需要注意的是电流应不超过额定值。

变压调速的主要性能如下。

- (1) 调速方向为往下调,因为电压  $U$  不能超过额定电压  $U_N$ ,只能降压调速,故  $n$  只能比基本转速低。
- (2) 调速的平滑性好,可以实现无级调速。
- (3) 调速的稳定性差,因为电压降低后,机械特性硬度降低,静差率  $\delta$  增大。
- (4) 调速的经济性差,因为初期投资大,需要专用的电压可调电源,运行时效率和功率因数低。
- (5) 调速范围不大。
- (6) 调速时的允许负载既非恒转矩调速,又非恒功率调速。

如上所述,单纯的变压调速实用意义不大,为了提高其调速性能,可采用速度闭环控制系统等方法进行调速。



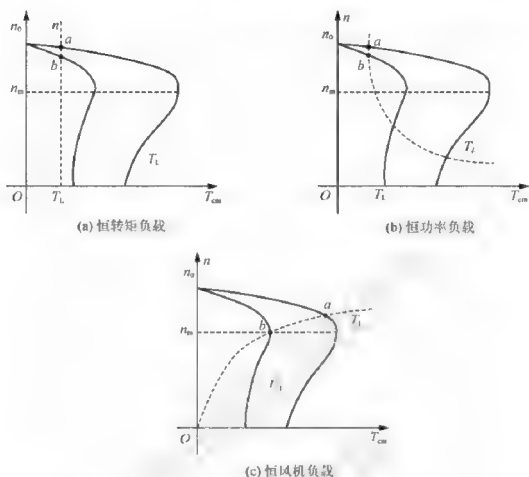


图 6.15 变压调速时三相异步电动机的机械特性和负载特性

### 6.3.4 三相绕线型异步电动机转子串电阻调速

前面 3 种调速方法都是针对三相笼型异步电动机而言，转子串联电阻调速方法是对三相绕线型异步电动机而言的，此时的机械特性和负载特性如图 6.16 所示。增加转子电阻  $R_2$  便可改变电动机的机械特性，使得工作点由  $a$  点变到  $b$  点，从而降低了转速， $R_2$  越大， $n$  越低。

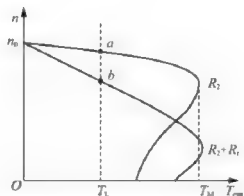


图 6.16 转子串联电阻调速时的机械特性和负载特性



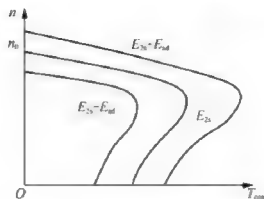


图 6.17 串级调速时三相绕线型异步电动机的机械特性

## 6.4 三相异步电动机的制动

整个电动机的运行过程为起动过程—稳定运行及调速过程—制动过程。制动过程就是这个过程的最后一个动态过程。三相异步电动机的制动方法主要有能耗制动、反接制动和回馈制动。

### 6.4.1 能耗制动

三相异步电动机的能耗制动与直流电动机的原理相同，都是通过换路将存储在转子中的巨大动能释放出来，从而使电动机迅速地停下来，但两者方法不同。三相异步电动机的能耗制动方法如下。

首先，切断正在正常运行的电动机定子一侧的三相交流电源，然后，利用原定子三相绕组中的任意两相通入直流电，目的是建立一个恒定不变的磁场（相当于他励直流电动机的励磁电流产生的磁场）。由于能量不能跃变，即电动机转速大小、方向不会立即改变，所以转子线圈中的有效边将会切割直流电流所产生的磁场中的磁力线，产生感应电动势，从而产生感应电流，产生电磁转矩，其方向与电动机转子的旋转方向相反，最终将使电动机停下来。若电动机转子线圈处于短路状态，如鼠笼式三相异步电动机或绕线式三相异步电动机转子没有外串电阻的情况，当能耗制动时，巨大的动能大部分都将转化为巨大的转子短路电流消耗在电阻  $r_2$  上，并以热能的形式释放出来。能耗制动时的控制电路如图 6.18 所示。

对于绕线式三相异步电动机而言，由于转子可以外串电阻，通过调节外串电阻的阻值来限定能耗制动时的转子电流，从而实现了人为地控制制动过程的目的。图 6.19 中就显示了转子回路串入不同电阻时的情况。图 6.19 中的特性曲线表明，选择合适的串入电阻可以得到较大的制动电流、制动转矩和较好的制动效果。如果能够做到随着转子中的能量的下降、感应电动势的降低，不断地调整或减小串入电阻，则可以使制动效果更好。

由于通入直流电流的作用仅仅限于建立一个磁场的目的，磁场越强，制动电流就越大，制动转矩也就越大，制动过程就越短，但同时电动机又受到最大制动转矩的限制。所

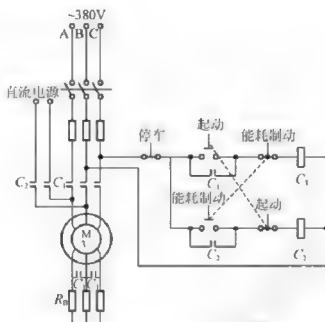


图 6.18 能耗制动时的控制电路

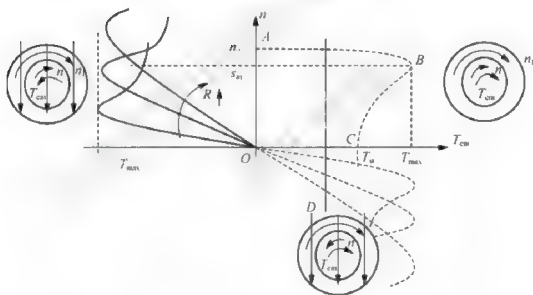


图 6.19 电动机能耗制动的机械特性和位于不同象限的状态图

以根据要求:

$$I_f = (2 \sim 3) I_0 \quad (6-27)$$

$$T_B = (1.5 \sim 2.2) T_N \quad (6-28)$$

可以计算出定子绕组的直流励磁电流  $I_f$  和转子应串电阻  $R_B$  的大小:

$$R_B = (0.2 \sim 0.4) \frac{E_{20N}}{\sqrt{3} I_{2N}} - r_2 \quad (6-29)$$

式 (6-27) 和式 (6-29) 中,  $I_0$  为异步电动机定子绕组中的空载电流;  $E_{20N}$  是指转子在电动机处于额定转速情况下的开路线电动势;  $I_{2N}$  是转子绕组中的额定电流。

当然,能耗制动也适用于位能负载的情况。当能耗制动结束后,转子中的动能消耗完,转子并不能停车,而是在位能负载力矩的作用下,向反方向加速旋转,产生反向转矩,从而起制动减速作用,最终达到转矩平衡,稳定在特性的某一点上,如 $D$ 点,作匀速转动,如图 6.19 所示。

### 6.4.2 反接制动

三相异步电动机的反接制动分两种:一种是电源反接制动;一种是倒拉反转制动。

#### 1. 电源反接制动

交流无所谓极性反接,这里的反接是指三相电源的相序反接,由于反接改变了三相交流电动机电源接入的相序,使得电动机内的旋转磁场的旋转方向相反,产生制动作用,如图 6.20 所示。

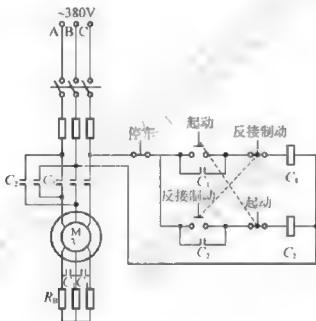


图 6.20 电源反接制动控制电路

如图 6.21 所示,对于反抗性负载,在反接制动的状态下,当在电动机轴转速  $n = 0$  时,必须断开电源,同时用机械的方法(如用抱闸)抱住电机轴,否则电动机将进入反向电动状态。

#### 2. 倒拉反转制动

这种制动通常是在电动机带位能负载的条件下,由于转子串入较大的电阻,电动机虽然处于电动状态,但输出的电磁转矩  $T_{em}$  不足以带动负载按照旋转磁场的方向旋转,反而在位能负载转矩的作用下,转速下降,直至为零,最后反方向旋转,最终达到平衡状态,负载反向匀速旋转,如图 6.22 所示。

在平衡点  $C'$  处,电动机处于倒拉反转制动状态,电动机不仅从电网获取能量,产生电磁转矩  $T_{em}$ ,同时也从负载那里吸收能量,产生反抗转矩,并且方向与定子向转子传送的电磁转矩方向一致。两个转矩共同作用于电动机轴,与负载转矩之间达到平衡,稳定地工

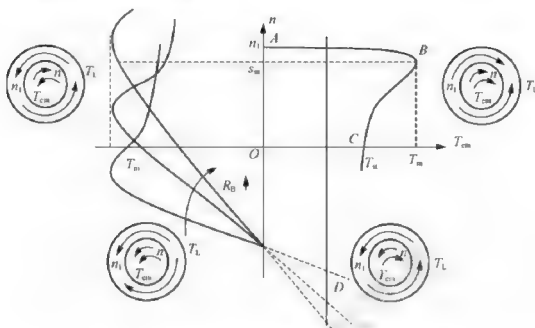


图 6.21 电源反接制动的机械特性和位于不同象限的状态图

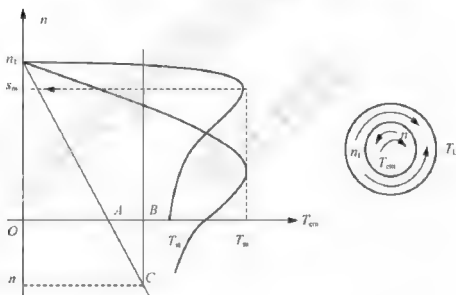


图 6.22 倒拉反转制动的机械特性

作在 C 点。电动机轴的旋转方向与负载转矩方向一致。

因此，电动机接来自电网的能量，通过定子向转子传递的电磁功率，同时也通过电机轴接收来自机械位能负载拖动转矩产生的制动转矩所形成的电磁功率。两种能量汇合起来全部用于转子回路的电阻上了，形成转子损耗。所以，反接制动的能量损失是很大的。

在这一过程中，来自电网的电磁转矩与制动转矩两个转矩相加之和与位能负载的机械转矩实现平衡。



## 6.4.3 回馈制动

回馈制动是指电动机在电动状态下,其转轴受到原动机的驱动使转子的转速增加,直至  $n > n_1$ , 电动机逐渐进入了发电状态,成为一台发电机。在电动机带一位能负载进行反接制动时和变频调速的动态过程中都会出现此现象。在这种情况下,有

(1) 转差率由正变负,即

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} < 0 \quad (6-30)$$

(2) 能量传送的方向由电动机吸收电网的电能,经定子向转子传输,最后转化为机械能,变为由转子吸收机械能,向定子传输能量,最后经定子回馈入电网。其根据是

$$P_m = m_1 I_2' \frac{r_2'}{s} < 0 \quad (6-31)$$

$$P_m = m_1 I_2' \frac{(1-s)r_2'}{s} < 0 \quad (6-32)$$

$P_m < 0$  和  $P_{em} < 0$  都表明,电动机转子不是在吸收能量,而是在发出能量。此时对应的功率因数为

$$\cos \varphi_2 = \frac{-r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} < 0 \quad (6-33)$$

根据功率因数确定的相位角  $\varphi_2 > 90^\circ$  这一特点画矢量图,如图 6.23 所示。可以进一步看出,  $\cos \varphi_1 > 90^\circ$ ,  $P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0$ , 发出功率。

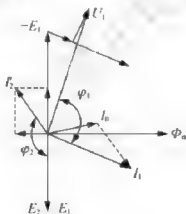


图 6.23 回馈制动的矢量关系图

这种由转子经定子向电网反馈能量的过程,也是电动机轴在原动机带动下旋转时所产生的电磁转矩为制动力矩,最终达到平衡稳定在某一平衡点上匀速运转的过程,称为再生发电制动过程。

回馈制动有两种:一种是电动机带位能负载进行反接制动;另一种就是在电动机变极调速和变频调速过程中,当新的同步转速  $n_1$  瞬间小于当前的电动机轴头转速时,就会出现此种回馈制动现象。

## 阅读材料:

### 三相异步电动机与变频器

先举一个例子,城镇居民日常使用的自来水,我们知道在早晨及晚饭期间,与深夜时段相比,用水量差别很大,但不管何时,当前多数地区都实现了恒压供水,也就是说,我们无论何时打开水龙头,水的流速基本不变。这里提到了恒压供水,那么怎么实现恒压供水呢?我们也应该知道,水压是由水泵施加的,再具体点,是由三相异步电动机通过不同转速来实现不同水压。这样就明了了,根据检测管道中水的实时压力,反馈给三相异步电动机的控制端,并与给定值(恒压值)比较,使三相异步电动机调整速度以保持恒定的水压。

那么,在三相异步电动机调速环节中,如需要平滑、无级、宽范围的调速,采用变频调速最佳,这就是与三相异步电动机配套的业界常说的变频器的使用。

变频器的大面积推广使用是近一二十年之间的事,由于变频器的出现,极大地促进了三相异步电动机的应用面,虽然直流电动机同样达到优良调速性能情况下实现起来可能更简单一些,但直流电动机本体换向器的存在,使得其结构复杂、故障率高,而三相异步电动机尤其是鼠笼式三相异步电动机,电机本体结构简单、可靠、故障率低、噪音低、维护方便。所以,伴随着变频技术上的日益成熟和变频器成本的降低,变频器+三相异步电动机的变频调速系统如雨后春笋深入各行各业。更为重要的是采用变频器后的三相异步电动机调速系统也是一套节能系统,譬如,还是水泵供水系统,当夜间人们用水量很少时,由于电机转速很低,自然在夜间就节约了电能,而没有采用变频器的话,电机不能调速,为了保证白天高峰时段供水,电机的恒定速度较高,这样夜间水管压力大增,既有水管爆裂隐患又浪费电能。

另外,在风机领域也是一样,使用变频器的三相异步电动机拖动系统根据功用可大范围调速,既满足用户需求又节约电能,这也是在短短十几年间我国各行各业逐步推广并普及了变频器的缘故。基本上,目前使用三相异步电动机的场合,几乎都能看到它旁边的变频器!

## 小结

与直流电动机的电力拖动类似,三相异步电动机的电力拖动也是通过对其机械特性的研究,讨论其起动、调速、制动问题。

三相异步电动机的机械特性表达式有物理表达式、参数表达式和实用表达式。物理表达式表征了三相异步电动机的电磁物理意义,并不实用;实用表达式则便于工程实践中的分析计算;参数表达式则可清晰地表达三相异步电动机各阶段电磁转矩与速度或转差率的关系,可分析各种参数变化时对电动机运行性能的影响,临界转矩、起动转矩等均可通过参数表达式准确地表达出来。

三相异步电动机的起动,有直接起动、降压起动和软起动。传统的带载起动常用降压起动,软起动是一种新型保护起动方式;另外,针对绕线型三相异步电动机,还有利用转子绕组回路可外接的优势,有转子回路串电阻的起动方法。

三相异步电动机的调速具有重要意义,变极调速、变压调速,以及专门针对绕线型异



频率,公式需要做哪些修正?

15. 异步电动机的最大电磁转矩  $T_m$  受哪个参数变化的影响最大? 试从物理意义上解释其原因。

16. 异步电动机机械特性参数式对应异步电机的哪一种等效电路? 它的主要误差是什么?

17. 试分析异步电动机定子绕组串电阻的人为机械特性与降低电源电压的人为机械特性有何异同。

18. 鼠笼式异步电动机采用直接起动有何优缺点?

19. 三相异步电动机的最大转矩及临界转差率与电机的哪些参数有关? 在给定参数及电源频率条件下, 如电压降到额定电压的 80%, 最大转矩如何变化? 对临界转差率有没有什么影响?

20. 鼠笼式和绕线式异步电动机有哪几种间接起动方法? 各有何优缺点?

21. 一台三相、50Hz 异步电动机,  $P_N = 10 \text{ kW}$ ,  $n_N = 1455 \text{ r/min}$ ,  $\lambda_m = 2$ 。试计算这台电机的额定转矩、最大转矩、起动转矩。

22. 有一台三相鼠笼式异步电动机,  $P_N = 55 \text{ kW}$ ,  $U_N = 380 \text{ V}$ ,  $I_{1N} = 100 \text{ A}$ ,  $n_N = 1475 \text{ r/min}$ , 过载能力  $\lambda_m = 2$ , 起动电流倍数  $K_i = 6.06$ , 起动转矩倍数  $K_m = 1.1$ , 试求:

①全压直接起动时的  $I_{qN}$  和  $T_{qN}$ ; ②为了限制起动电流, 采用定子串电阻起动, 但要保证  $T_s = 0.8 T_N$ , 试求所串电阻值和  $I_{qN}$ ; ③如采用自耦变压器降压起动, 仍保证  $T_s = 0.8 T_N$ , 试求变压器变比和  $I_{qN}$ ; ④如采用  $Y-\Delta$  起动, 能否满足  $T_{st} \geq T_{qN}$  的要求?

23. 某绕线式异步电动机数据为  $P_N = 55 \text{ kW}$ ,  $U_N = 380 \text{ V}$ ,  $I_N = 121.1 \text{ A}$ ,  $n_N = 580 \text{ r/min}$ ,  $U_{2N} = 212 \text{ V}$ ,  $I_{2N} = 159 \text{ A}$ ,  $\lambda_m = 2.3$ , 最大允许起动转矩  $T_1 = 1.8 T_N$ , 起动切换转矩  $T_2 = 0.8 T_N$ , 试用解析法求起动电阻的级数和每级的电阻值。

24. 一台三相绕线式异步电动机数据为  $P_N = 11 \text{ kW}$ ,  $U_N = 380 \text{ V}$ ,  $I_N = 30.8 \text{ A}$ ,  $I_{2N} = 46.7 \text{ A}$ ,  $n_N = 715 \text{ r/min}$ ,  $\lambda_m = 2.9$ 。用它来拖动一台绞车, 在下放重物时采用发电反馈制动, 负载转矩为额定转矩的 0.8。求: ①电机在固有机械特性上的稳定转速; ②如果在转子回路串入其值为转子电阻值 3 倍的附加电阻, 稳定转速为多少?



# 第7章

## 电力电子器件

**关键词语：**电力二极管，晶闸管，GTO，GTR，电力MOSFET，IGBT，电力电子器件的驱动，电力电子器件的保护。

**学过本章后，读者将能够：**

掌握各主要电力电子器件的结构、工作原理、静态特性和开关特性；

理解各主要电力电子器件主要参数的物理意义；

理解电力电子驱动的概念及其功能；

能熟练描述出电力电子器件常采用的过电压、过电流、缓冲电路、散热等保护措施原理。

**引例：**

电力电子器件跟随着电力电子装置而存在，在电机控制、电力系统电能变换与改善、各类特种电源中，大量存在电力电子装置。图7.1所示就是我们常见的一些电力电子装置。图7.1(a)所示为变频器，如第6章所述，三相异步电动机若要调速，一般首选采用变频器控制；图7.1(b)所示的无功功率补偿器则是电力系统领域常见的调节无功的一种电力电子装置；而图7.1(c)所示的开关电源，则是取代笨重的线性电源的基于现代电力电子技术的直流电源；图7.1(d)所示的电子镇流器出现，使得我们采用更加节能的照明装置成为可能。

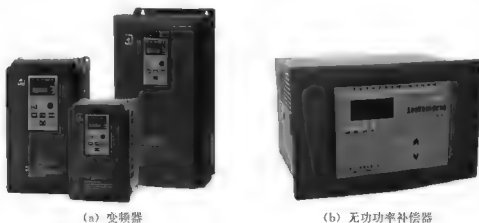
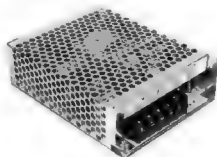


图 7.1 电力电子装置



(c) 开关电源



(d) 电子镇流器

图 7.1 电力电子装置 (续)

本章是研究电力电子技术的基础,对电力电子电路中常用电力电子开关器件进行介绍,包括各主要器件的结构原理、特性、参数等,对电力电子器件的驱动、保护也分别进行了介绍。

## 7.1 电力电子器件的分类

电力电子器件按其工作时的开关特性分为不可控器件、半控型器件和全控型器件三大类。

(1) 不可控器件。不可控器件是没有控制端子的二端器件,即电力二极管,也叫功率二极管。它具有不可控单向导电特性。目前常用的有普通电力二极管、快恢复二极管和肖特基二极管等,容量可高达 6000A/3000V。

(2) 半控型器件。半控型器件通过控制端子,利用控制信号可控制开通,不可控制关断的单向导电开关特性,常用的是普通晶闸管 (SCR) 及其派生的系列晶闸管器件。

(3) 全控型器件。通过控制端子,利用控制信号既可控制其开通,又可以控制其关断的电力电子器件称为全控型器件。由于与半控型器件相比,全控型器件可以由控制信号控制其关断,因此又称为自关断器件。这类器件品种最多,目前最常用的是 IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) 和电力 MOSFET (Power MOSFET)。

按照驱动电路 (或触发电路) 加在电力电子器件控制端和公共端之间信号的性质,可以将电力电子器件 (电力二极管除外) 分为电流驱动型和电压驱动型两类。如果是通过从控制端注入或者抽出电流来实现导通或者关断的控制,这类电力电子器件被称为电流驱动型电力电子器件;如果是仅通过在控制端和公共端之间施加一定的电压信号就可实现导通或者关断的控制,这类电力电子器件则被称为电压驱动型电力电子器件。由于电压驱动型器件实际上是通过加在控制端上的电压,在器件的两个主电路端子之间产生可控的电场来改变流过器件的电流大小及通断状态的,所以电压驱动型器件又被称为场控器件,或者场效应器件。

以上两种分类方法需要在下面各节学习各具体器件时加深体会。



## 7.2 电力二极管

### 7.2.1 电力二极管的结构和工作原理

电力二极管是电力电子器件中结构最简单、应用最广泛的一种器件，是传统不可控整流装置的核心器件。与普通二极管相比，它们的工作原理和特性相似，具有单向导电性。实质上，电力二极管（本节以下内容中提到的二极管均指电力二极管）是在面积较大的PN结上加装引线以及封装形成的，主要有螺栓式和平板式，其外形、内部结构和电气图形符号如图7.2所示，A为阳极，K为阴极。

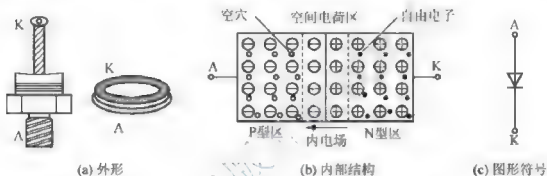


图 7.2 电力二极管的外形、内部结构和电气图形符号

(1) 二极管外加正向电压（正向偏置）时，即阳极 A 接电源正极，阴极 K 接电源负极，外电场高于内电场后，内部多数载流子扩散运动加强，空间电荷区变窄，形成很大的正向电流，二极管处于正向导通状态。若外电路没有限流措施，则会因电流过大而损坏二极管。

(2) 二极管外加反向电压（反向偏置）时，即阳极 A 接电源负极，阴极 K 接电源正极，外电场与内电场方向相同，空间电荷区变宽，内部只有少数载流子的漂移运动，产生的反向电流很小，二极管处于反向截止状态。

### 7.2.2 电力二极管的基本特性

#### 1. 静态特性

伏安特性是电力二极管两端所加电压和流过电流的关系曲线，如图 7.3 所示。

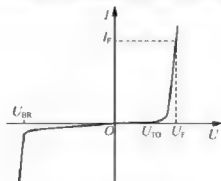


图 7.3 电力二极管的伏安特性

(1) 二极管外加正向电压必须大于门槛电压  $U_{T0}$ ，正向电流才开始明显增加。二极管导通后，正向电流  $I_F$  由外部电路参数决定，与  $I_F$  相对应的二极管两端电压  $U_F$  为正向压降。

(2) 二极管外加反向电压时，反向漏电流很小且随反向电压增大变化不大。当反向电压增大到某一数值后，反向电流突然急剧增大，称二极管反向击穿，对应的电压  $U_{BR}$  称反向击穿电压。反向击穿可分为雪崩击穿和齐纳击穿。

发生反向击穿后，只要外电路采取措施能将反向电流限制在一定范围内，反向电压降低后，二极管仍可恢复原来状态，如果反向电流过大，功耗增大导致 PN 结温度升高，二极管过热而烧毁，造成热击穿。一般半导体器件的损坏大多是热击穿损坏。

二极管正向压降和反向漏电流与温度有关，随温度升高，反向漏电流增大，正向压降减小。正向特性向左移，反向特性向下移。

## 2. 动态特性

动态特性指电力二极管通态和断态之间转换过程的开关特性。图 7.4 所示为电力二极管导通和关断过程中电压、电流动态过程波形。

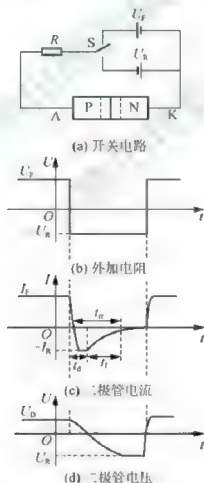


图 7.4 二极管导通和关断过程中电压、电流动态过程波形

二极管正向偏置时，载流子的扩散形成较大的正向电流，同时也形成内部 PN 结的扩





## 7.3 晶 闸 管

普通晶闸管也称作硅可控整流器 (Silicon Controlled Rectifier, SCR), 简称可控硅。它是一种半控型开关器件, 工作频率较低, 是目前电压、电流定额最大的电力电子开关器件, 广泛应用于各种工频变流装置中。

### 7.3.1 晶闸管的结构和工作原理

晶闸管是 3 端半导体器件, 外形上有螺栓式和平板式。3 个极分别为阳极 A、阴极 K 和门极 G, 外形和电气符号如图 7.6 所示。平板式结构散热效果较好, 一般用于制造 200A 以上的晶闸管。

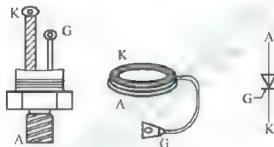


图 7.6 晶闸管的外形和电气图形符号

晶闸管的管芯结构如图 7.7 (a) 所示, 是具有 3 个 PN 结的 4 层半导体器件。结构示意图如图 7.7 (b) 所示, 由  $P_1$ 、 $N_1$ 、 $P_2$ 、 $N_2$  共 4 层半导体形成了 3 个 PN 结  $J_1$ 、 $J_2$  和  $J_3$ 。当晶闸管阳极与阴极之间外加正向电压时,  $J_2$  结反偏, 流过很小的漏电流, 称为晶闸管正向阻断状态; 当晶闸管阳极与阴极之间外加反向电压时,  $J_1$  和  $J_3$  结反偏, 流过的漏电流同样很小, 称为晶闸管反向阻断状态。只在晶闸管阳极与阴极上加电压, 在以上两种接法下, 晶闸管均处于阻断状态。

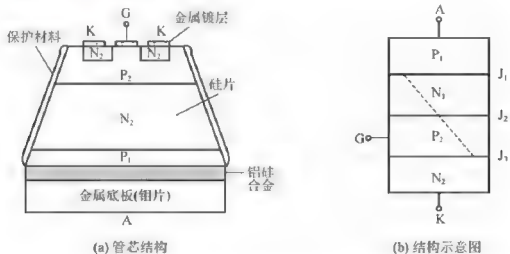


图 7.7 晶闸管管芯结构和等效结构示意图





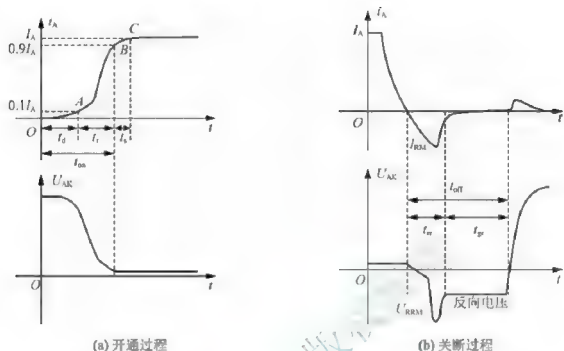


图 7.10 晶闸管的开通与关断工作波形

强迫关断。关断时阳极电压和电流波形如图 7.10 (b) 所示。

这一过程与二极管的关断过程类似，是导通时积累的非平衡载流子消散的过程，需要经过两个阶段。分别为反向恢复时间  $t_{rr}$  和门极恢复时间  $t_{gr}$ 。晶闸管关断时间为二者之和，即  $t_{off} = t_{rr} + t_{gr}$ 。一般普通晶闸管的关断时间在几百微秒。由于线路漏感的存在，引起管子 A-K 极间出现尖峰反向电压  $U_{RRM}$ ，其值过高会造成 SCR 反向击穿。

通常门极恢复时间  $t_{gr}$  比反向恢复时间  $t_{rr}$  大得多。在实际应用中，给晶闸管所加的反向电压时间应大于  $t_{gr}$ ，否则正向电压过早到来会使管子不受门极的控制而重新导通。

### 7.3.3 晶闸管的主要参数

#### 1. 电压参数

(1) 断态重复峰值电压  $U_{DRM}$ 。在额定结温，门极开路时，晶闸管允许的 50 次/s，每次时间不大于 10ms，重复施加在管子上的正向断态最大脉冲电压。

(2) 反向重复峰值电压  $U_{RRM}$ 。在额定结温，门极开路时，晶闸管允许的 50 次/s，每次时间不大于 10ms，重复施加在管子上的反向最大脉冲电压。

(3) 额定电压。将  $U_{DRM}$  和  $U_{RRM}$  电压中较小的一个数值取整后作为该晶闸管的额定电压。应用时，为保证晶闸管工作安全，要留有一定裕量，额定电压应为正常工作峰值电压的两倍以上。

(4) 通态峰值电压  $U_{TM}$ 。在额定结温下，晶闸管通以 2 倍或规定倍数的额定通态平均电流时，阳极与阴极间的瞬态峰值电压，即管压降。在使用时，为减小器件功率损耗和发热，应选择管压降小的晶闸管。



态所能承受的最大电压上升率。如果  $du/dt$  数值过大, 内部结电容产生的位移电流会造成管子误导通, 其单位是  $V/\mu s$ 。

(2) 通态电流临界上升率  $di/dt$ 。在正常工作条件下, 晶闸管用门极触发信号开通时, 所能承受而不会引起损坏的通态电流最大上升率。其值过大, 会使内部半导体材料局部过热而损坏, 其单位是  $A/\mu s$ 。

晶闸管的电压、电流等级目前是电力电子开关器件中最高的, 但其开关时间较长, 允许的电压、电流上升率较小, 工作频率受到很大限制。

随着变流技术的快速发展, 对晶闸管的使用提出了一些特殊的要求, 基于相关学科与器件制作工艺水平的不断提高, 在普通晶闸管基础上又研制出了很多不同性能的特殊晶闸管。它们基本上都是 PNP 四层半导体结构的派生器件。主要类型有快速晶闸管、双向晶闸管、光控晶闸管和逆导型晶闸管等。

## 7.4 可关断晶闸管

门极可关断晶闸管 (Gate-Turn-off Thyristor, GTO) 严格地讲也是晶闸管的一种派生器件, 但可以通过在门极施加负的脉冲电流使其关断, 因而属于全控型器件。

### 7.4.1 GTO 的结构和工作原理

GTO 和普通晶闸管一样, 是 PNP 四层半导体结构, 外部也是引出阳极、阴极和门极。但和普通晶闸管不同的是, GTO 是一种多元的功率集成器件。虽然外部同样引出 3 个极, 但内部则包含数十个甚至数百个共阳极的小 GTO 元, 这些 GTO 元的阴极和门极则在器件内部并联在一起。这种特殊结构是为了便于实现门极控制关断而设计的。图 7.11 (a) 和图 7.11 (b) 分别给出了典型的 GTO 各单元阴极、门极间隔排列的图形和其并联单元结构的断面示意图, 图 7.11 (c) 所示是 GTO 的电气图形符号。

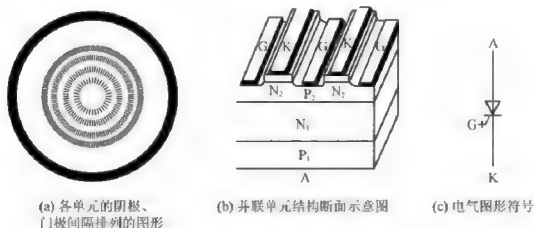


图 7.11 GTO 的内部结构和电气图形符号

与普通晶闸管一样, GTO 的工作原理仍然可以用如图 7.7 和图 7.8 所示的双晶体管模型来分析。其上下的 PNP 和 NPN 分别具有共基极增益  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$ 。由普通晶闸管的分析

可以看出,  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  是器件临界导通的条件。当  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$  时, 两个等效晶体管过饱和而使器件导通; 当  $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$  时, 不能维持饱和导通而关断。GTO 与普通晶闸管不同之处如下。

(1) 在设计器件时使得  $\alpha_2$  较大, 这样晶体管  $V_2$  控制灵敏, 使得 GTO 易于关断。

(2) 使得导通时的  $\alpha_1 + \alpha_2$  更接近于 1。普通晶闸管设计为  $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1.15$ , 而 GTO 设计为  $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.05$ , 这样使 GTO 导通时饱和程度不深, 更接近于临界饱和, 从而为门极控制关断提供了有利条件。当然, 负面的影响是导通时管压降增大了。

(3) 多元集成结构使每个 GTO 元阴极面积很小, 门极和阴极间的距离大为缩短, 使得 P<sub>+</sub> 基区所谓的横向电阻很小, 从而使从门极抽出较大的电流成为可能。

所以, GTO 的导通过程与普通晶闸管是一样的, 有同样的正反馈过程, 只不过导通时饱和程度较浅。而关断时, 给门极加负脉冲, 即从门极抽出电流, 则晶体管 NPN 的基极电流  $I_{B2}$  减小, 使  $I_K$  和  $I_{E2}$  减小,  $I_{E2}$  的减小又使  $I_A$  和  $I_{E1}$  减小, 又进一步减小 NPN 的基极电流, 如此也形成强烈的正反馈。当两个晶体管发射极电流  $I_A$  和  $I_K$  的减小使  $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$  时, 器件退出饱和而关断。

GTO 的多元集成结构除了对关断有利外, 也使得其比普通晶闸管开通过程更快, 承受  $di/dt$  的能力更强。

#### 7.4.2 GTO 的特性

GTO 的静态特性, 即伏安特性与普通晶闸管相同。下面主要介绍其动态特性。

图 7.12 给出了 GTO 开通和关断过程中门极电流  $i_g$  和阳极电流  $i_A$  的波形。与普通晶闸管类似, 开通过程中需要经过延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$ 。关断过程有所不同, 需要经历抽取饱和导通时储存的大量载流子的时间——储存时间  $t_s$ , 从而使等效晶体管退出饱和状态; 然后, 则是等效晶体管从饱和区退至放大区, 阳极电流逐渐减小时间——下降时间  $t_f$ ; 最后, 还有残存载流子复合所需时间——尾部时间  $t_t$ 。

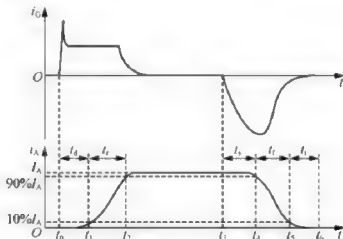


图 7.12 GTO 的开通和关断过程电流波形

通常  $t_f$  比  $t_s$  小得多, 而  $t_t$  比  $t_s$  要长。门极负脉冲电流幅值越大, 前沿越陡, 抽走储存

载流子的速度越快,  $t_r$  就越短。使门极负脉冲的后沿缓慢衰减, 在  $t_r$  阶段仍能保持适当的负电压, 则可以缩短尾部时间。

### 7.4.3 GTO 的主要参数

GTO 的许多参数都和普通晶闸管相应的参数意义相同。这里只简单介绍一些意义不同的参数。

(1) 最大可关断阳极电流  $I_{ATO}$ 。这也是用来标称 GTO 额定电流的参数。这一点与普通晶闸管用通态平均电流作为额定电流是不同的。

(2) 电流关断增益  $\beta_{off}$ 。最大可关断阳极电流与门极负脉冲电流最大值  $I_{GM}$  之比称为电流关断增益, 即

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{I_{GM}} \quad (7-5)$$

$\beta_{off}$  一般很小, 只有 5 左右, 这是 GTO 的一个主要缺点。一个 1000A 的 GTO, 关断时门极负脉冲电流的峰值达 200A, 这是一个相当大的数值。

(3) 开通时间  $t_{on}$ 。开通时间指延迟时间与上升时间之和。GTO 的延迟时间一般为  $1 \sim 2 \mu s$ , 上升时间则随通态阳极电流值的增大而增大。

(4) 关断时间  $t_{off}$ 。关断时间一般指存储时间和下降时间之和, 而不包括尾部时间。GTO 的存储时间随阳极电流的增大而增大, 下降时间一般小于  $2 \mu s$ 。

另外, 需要指出的是, 不少 GTO 都制造成逆导型, 类似于逆导晶闸管。当需要承受反向电压时, 应和电力二极管串联使用。

## 7.5 电力晶体管

电力晶体管 (Giant Transistor, GTR) 按英文直译为巨型晶体管, 是一种耐高电压、大电流的双极结型晶体管 (Bipolar Junction Transistor, BJT), 所以英文有时候也称为 Power BJT, 业内也称为功率三极管或电力三极管。

### 7.5.1 GTR 的结构和工作原理

GTR 与普通的双极结型晶体管基本原理是一样的, 这里不再详述。但是对 GTR 来说, 最主要的特性是耐压高、电流大、开关特性好, 因为电力电子器件主要工作于开或关两种状态下, 而不像小功率的用于信息处理的晶体管主要用于放大, 比较注重单管电流放大系数、线性度、频率响应以及噪声和温漂等性能参数。所以, GTR 通常采用至少由两个晶体管按达林顿接法组成的单元结构, 同 GTO 一样采用集成电路工艺将许多这种单元并联而成。单管的 GTR 结构与普通晶体管类似。GTR 是由三层半导体 (分别引出集电极、基极和发射极) 形成的两个 PN 结 (集电结和发射结) 构成, 多采用 NPN 结构。图 7.13 (a) 和图 7.13 (b) 分别给出了 NPN 型 GTR 的内部结构断面示意图和电气图形符号。注意, 表示半导体类型字母的右上角标 “+” 表示高掺杂浓度, “-” 表示低掺杂浓度。



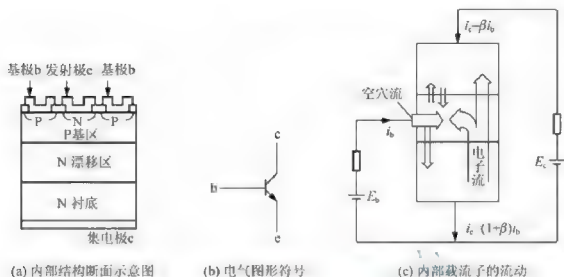


图 7.13 GTR 的结构、电气图形符号和内部载流子的流动

可以看出,与信息电子电路中的普通晶体管(双极结型晶体管)相比,GTR 多了一个 N 漂移区(低掺杂 N 区)。这与电力二极管中低掺杂 N 区的作用一样,是用来承受高电压的。而且,GTR 导通时也是靠 P 区向 N 漂移区注入大量的少子形成的电导调制效应来减小通态电压和损耗的。

在应用中,GTR 一般采用共发射极接法,图 7.13 (c) 给出了在此接法下 GTR 内部主要载流子流动情况示意图。集电极电流  $i_c$  与基极电流  $i_b$  之比为

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad (7-6)$$

式中, $\beta$  为 GTR 的电流放大系数,它反映了基极电流对集电极电流的控制能力。当考虑到集电极和发射极间的漏电流  $I_{\text{ceo}}$  时, $i_c$  和  $i_b$  的关系为

$$i_c = \beta i_b + I_{\text{ceo}} \quad (7-7)$$

GTR 的产品说明书中通常给出的是直流电流增益  $h_{\text{FE}}$ ,它是在直流工作的情况下,集电极电流与基极电流之比。一般可认为  $\beta \approx h_{\text{FE}}$ 。单管 GTR 的  $\beta$  值比处理信息用的晶体管小得多,通常为 10 左右,采用达林顿接法可以有效地增大电流增益。

## 7.5.2 GTR 的基本特性

### 1. 静态特性

图 7.14 给出了 GTR 在共发射极接法时的典型输出特性,明显地分为我们所熟悉的截止区、放大区和饱和区 3 个区域。在电力电子电路中,GTR 工作在开关状态,即工作在截止区和饱和区。但在开关过程中,即在截止区和饱和区之间过渡时,一般要经过放大区。

### 2. 动态特性

GTR 是用基极电流来控制集电极电流的,图 7.15 给出了 GTR 开通和关断过程中基极电流和集电极电流波形的关系。

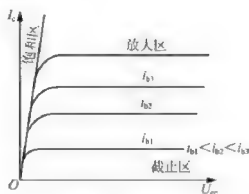


图 7.14 共发射极接法时 GTR 的输出特性

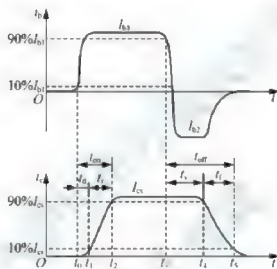


图 7.15 GTR 的开通和关断过程中的电流波形

与 GTO 类似, GTR 开通时需要经过延迟时间  $t_d$  和上升时间  $t_r$ , 二者之和为开通时间  $t_{on}$ ; 关断时需要经过储存时间  $t_s$  和下降时间  $t_f$ , 二者之和为关断时间  $t_{off}$ 。延迟时间主要是发射结势垒电容和集电结势垒电容充电产生的。增大基极驱动电流  $i_B$  的幅值并增大  $di_B/dt$ , 可以缩短延迟时间, 同时也可以缩短上升时间, 从而加快开通过程。储存时间是用来除去饱和导通时储存在基区的载流子的, 是关断时间的主要部分。减小导通时的饱和深度以减小储存的载流子, 或者增大基极抽取负电流  $I_{B2}$  的幅值和负偏压, 可以缩短储存时间, 从而加快关断速度。当然, 减小导通时的饱和深度的负面作用是会使集电极和发射极间的饱和导通压降  $U_{CE}$  增加, 从而增大通态损耗, 这是一对矛盾。

GTR 的开关时间在几微秒以内, 比晶闸管和 GTO 都短很多。

### 7.5.3 GTR 的主要参数

除了前面谈及的一些参数, 如电流放大倍数  $\beta$ 、直流电流增益  $h_{FE}$ 、集电极与发射极间漏电流  $I_{CE0}$ 、集电极和发射极间饱和压降  $U_{CEs}$ 、开通时间  $t_{on}$  和关断时间  $t_{off}$  以外, 对 GTR 主要关心的参数还包括以下几个。

### 1. 最高工作电压

GTR 上所加的电压超过规定值时, 就会发生击穿。击穿电压不仅和晶体管本身的特性有关, 还与外电路的接法有关。有发射极开路时集电极和基极间的反向击穿电压  $BU_{ceo}$ ; 基极开路时集电极和发射极间的击穿电压  $BU_{cbo}$ ; 发射极和基极间用电阻连接或短路连接时集电极和发射极间的击穿电压  $BU_{cer}$  和  $BU_{ces}$ , 以及发射结反向偏置时集电极和发射极间的击穿电压  $BU_{cx}$ 。这些击穿电压之间的关系为  $BU_{ceo} > BU_{cbo} > BU_{cer} > BU_{ces}$ 。实际使用 GTR 时, 为了确保安全, 最高工作电压要比  $BU_{ceo}$  低得多。

### 2. 集电极最大允许电流 $I_{CM}$

通常规定直流电流放大系数  $h_{FE}$  下降到规定值的  $1/3 \sim 1/2$  时, 所对应的  $I_C$  为集电极最大允许电流。实际使用时要留有较大裕量, 只能用到  $I_{CM}$  的一半或稍多一点。

### 3. 集电极最大耗散功率 $P_{CM}$

这是指在最高工作温度下允许的耗散功率。产品说明书中在给出  $P_{CM}$  时总是同时给出壳温  $T_C$ , 间接表示了最高工作温度。

## 7.6 电力场效应晶体管

就像小功率的用于信息处理的场效应晶体管 (Field Effect Transistor, FET) 分为结型和绝缘栅型一样, 电力场效应晶体管也有这两种类型, 但通常主要指绝缘栅型中的 MOS (Metal Oxide Semiconductor) 型 FET, 简称电力 MOSFET (Power MOSFET), 或者更精炼地简称 MOS 管或 MOS。至于结型电力场效应晶体管则一般称作静电感应晶体管 (Static Induction Transistor, SIT)。这里主要讲述电力 MOSFET。

电力 MOSFET 是用栅极电压来控制漏极电流的, 因此它的第一个显著特点是驱动电路简单, 需要的驱动功率小; 第二个显著特点是开关速度快、工作频率高。另外, 电力 MOSFET 的热稳定性优于 GTR。但是, 电力 MOSFET 电流容量小、耐压低, 多用于功率不超过 10kW 的电力电子装置。

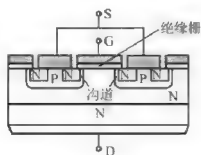
### 7.6.1 电力 MOSFET 的结构和工作原理

MOSFET 的种类和结构繁多, 按导电沟道可分为 P 沟道和 N 沟道。当栅极电压为零时漏源极之间就存在导电沟道的称为耗尽型; 对于 N (P) 沟道器件, 栅极电压大于 (小于) 零时才存在导电沟道的称为增强型。在电力 MOSFET 中, 主要是 N 沟道增强型。

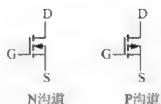
电力 MOSFET 也是多元集成结构, 一个器件由许多个小 MOSFET 元组成。每个元的形状和排列方法, 不同生产厂家采用了不同的设计, 甚至因此对其产品取了不同的名称。具体的单元形状有六边形、正方形等, 也有矩形单元按“品”字形排列的。

图 7.16 (a) 给出了 N 沟道增强型电力 MOSFET 中一个单元的截面图; 电气图形符号如图 7.16 (b) 所示。G 称为栅极, 控制端; S 为源极; D 为漏极。

当漏极接电源正端, 源极接电源负端, 栅极和源极间电压为零时, P 基区与 N 漂移区



(a) 内部结构断面示意图



(b) 电气图形符号

图 7.16 电力 MOSFET 的结构和电气图形符号

之间形成的 PN 结  $J_1$  反偏，漏源极之间无电流流过。如果在栅极和源极之间加一正电压  $U_{GS}$ ，由于栅极是绝缘的，所以并不会栅极电流流过。但栅极的正电压却会将其下面 P 区中的空穴推开，而将 P 区中的少子——电子吸引到栅极下面的 P 区表面。当  $U_{GS}$  大于某一电压值  $U_T$  时，栅极下 P 区表面的电子浓度将超过空穴浓度，从而使 P 型半导体反型而成 N 型半导体成为反型层，该反型层形成 N 沟道而使 PN 结  $J_1$  消失，漏极和源极导电。电压  $U_T$  称为开启电压（或阈值电压）， $U_{GS}$  超过  $U_T$  越多，导电能力越强，漏极电流  $I_D$  越大。

同其他电力半导体器件与对应的信息电子器件的关系一样，与信息电子电路中的 MOSFET 相比，电力 MOSFET 多了一个 N 漂移区（低掺杂 N 区），这是用来承受高电压的。不过，栅极和 P 区之间是绝缘的，无法像电力二极管和 GTR 那样在导通时靠从 P 区向 N 漂移区注入大量的少子形成的电导调制效应来减小通态电压和损耗。因此电力 MOSFET 虽然可以通过增加 N 漂移区的厚度来提高承受电压的能力，但是，由此带来的通态电阻增大和损耗增加也是非常明显的。所以，目前一般电力 MOSFET 产品设计的耐压能力都在 1000V 以下。

## 7.6.2 电力 MOSFET 的基本特性

### 1. 静态特性

漏极直流电流  $I_D$  和栅源间电压  $U_{GS}$  的关系反映了输入电压和输出电流的关系，称为 MOSFET 的转移特性，如图 7.17 (a) 所示。从图中可知， $I_D$  较大时， $I_D$  与  $U_{GS}$  的关系近似线性，曲线的斜率被定义为 MOSFET 的跨导  $G_{fs}$ ，即

$$G_{fs} = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \quad (7-8)$$

MOSFET 是电压控制型器件，其输入阻抗极高，输入电流非常小。

图 7.17 (b) 所示是 MOSFET 的漏极伏安特性，即输出特性。从图中同样可以看到我们所熟悉的截止区、饱和区、非饱和区 3 个区域。这里饱和是指漏源电压增加时漏极电流不再增加，非饱和是指漏源电压增加时漏极电流相应增加。电力 MOSFET 工作在开关状态，即在截止区和非饱和区之间来回转换。

































## 7.10.3 缓冲电路

缓冲电路 (Snubber Circuit) 又称为吸收电路。其作用是抑制电力电子器件的内因过电压,  $du/dt$  或者过电流和  $di/dt$ , 减小器件的开关损耗。缓冲电路可分为关断缓冲电路和开通缓冲电路。关断缓冲电路又称为  $du/dt$  抑制电路, 用于吸收器件的关断过电压和换相过电压, 抑制  $du/dt$ , 减小关断损耗。开通缓冲电路又称为  $di/dt$  抑制电路, 用于抑制器件开通时的电流过冲和  $di/dt$ , 减小器件的开通损耗。可将关断缓冲电路和开通缓冲电路结合在一起, 称为复合缓冲电路。还可以用另外的分类方法: 缓冲电路中储能元件的能量如果消耗在其吸收电阻上, 则被称为耗能式缓冲电路; 如果缓冲电路能将其储能元件的能量回馈给负载或电源, 则被称为馈能式缓冲电路, 或称为无损吸收电路。

如无特别说明, 通常讲缓冲电路专指关断缓冲电路, 而将开通缓冲电路叫作  $di/dt$  抑制电路。图 7.34 (a) 给出的是一种缓冲电路和  $di/dt$  抑制电路图, 图 7.34 (b) 所示是开关过程集电极电压  $u_{CE}$  和集电极电流  $i_C$  的波形, 其中虚线表示无  $di/dt$  抑制电路和缓冲电路时的波形。

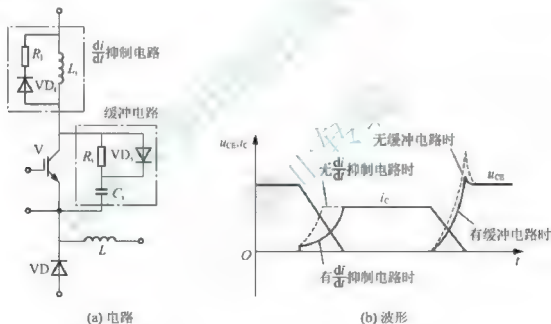


图 7.34  $di/dt$  抑制电路和充放电型 RCD 缓冲电路及波形

在无缓冲电路的情况下, 绝缘栅双极晶体管 V 开通时电流迅速上升,  $di/dt$  很大, 关断时  $du/dt$  很大, 并出现很高的过电压。在有缓冲电路的情况下, V 开通时缓冲电容 C 先通过 R 向 V 放电, 使电流  $i_C$  先上一个台阶, 以后因为有  $di/dt$  抑制电路的  $L_1$ ,  $i_C$  的上升速度减慢。 $R_1$ 、 $VD_1$  是 V 关断时为  $L_1$  中的磁场能量提供放电回路而设置的。在 V 关断时, 负载电流通过  $VD_1$  向 C 分流, 减轻了 V 的负担, 抑制了  $du/dt$  和过电压。因为关断时电路中 (含布线) 电感的能量要释放, 所以还会出现一定的过电压。

图 7.34 所示的缓冲电路被称为充放电型 RCD 缓冲电路, 适用于中等容量的场合。图 7.35 给出了另外两种常用的缓冲电路形式。其中, RC 缓冲电路主要用于小容量器件,

而放电电阻止型 RCD 缓冲电路用于中或大容量器件。

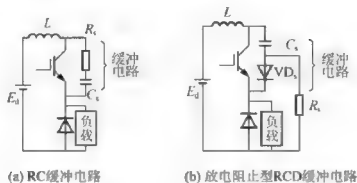


图 7.35 其他常用缓冲电路

缓冲电容  $C$  和吸收电阻  $R$  的取值可用实验方法确定，或参考有关的工程手册。吸收二极管  $VD$  必须选用快恢复二极管，其额定电流应不小于主电路器件额定电流的  $1/10$ 。

晶闸管在实际应用中一般只承受换相过电压，没有关断过电压问题，关断时也没有较大的  $du/dt$ ，因此一般采用 RC 吸收电路即可。

#### 7.10.4 电力电子器件的散热

当电力半导体器件通过频繁的“通”、“断”动作实现电能的变换时，会产生功率损耗，使得器件发热，结面温度上升。但是，电力电子器件均有其安全工作区所允许的工作温度（结面温度），无论在何种情况下都不允许超过其规定值。为此，必须要对电力电子器件进行散热。一般有以下 3 种冷却方式。

- (1) 自然冷却。只适用于小功率应用场合。
- (2) 风扇冷却。适用于中等功率应用场合，如 IGBT 应用电路。
- (3) 水冷却。适用于大功率应用场合，如大功率 GTO、晶闸管等应用电路。

不过，在大部分中小功率非水冷的场合，电力电子器件上均装设散热片，如图 7.36 所示。而诸如大功率炼钢炉的特种电源中的晶闸管或 GTO，大多采用循环水冷却的方式，甚至辅助风扇冷却等综合散热方法。

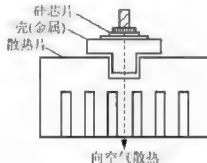


图 7.36 一种电力电子器件及其散热片结构

## 阅读材料:

### 电力电子与节能

通过本章的学习,我们知道了由电子器件功率化演变而来的电力电子器件的结构原理以及开关特性。似乎把它与节能联系起来有些八竿子打不着。

在第1章我们知道,电力电子技术由电力电子器件和电力电子电路及其控制技术构成,电力电子器件是基础,电力电子器件的发展促进电力电子电路即电力电子技术的发展。电力电子技术是一项节能技术,为什么这样说?我们就从本章的引例说起吧。

变频器大多用于控制三相异步电动机调速,这在第6章我们做了详细介绍,毋庸置疑,变频器的采用促进了三相异步电动机应用中的节电。无功功率补偿器在电力系统中的采用,就在于大量用电客户消耗了太多的感性无功,为了避免电网无谓的负担及损耗的增加,在电网间适时挂设无功补偿装置,促进电能的有效利用和降低线路损耗。第三种开关电源,本质上是通过电力电子器件的高频开关,精细化电能变换,既造就了相对高质量的低压电源,又降低了电源本身的体积和重量(相对笨重的线性电源),节约了材料。第四种电子镇流器的出现,使得应用节能灯成为可能,同时相对传统的镇流器,减小了体积和重量,节约了材料利用。

此外,电力行业更高效的特高压直流输电、电力滤波器等电力电子技术集成装置,以及轻便的现代电力电子技术集成的UPS不间断电源、焊接电源等等,都从不同角度在诠释着这个共同的目的——节能!

### 小结

电力电子器件包括:以电力二极管为代表的不可控型器件;以晶闸管为代表的半控型器件;以可关断晶闸管(GTO)、GTR、电力MOSFET、IGBT为代表的全控型器件。共计三大类。

本章对这些电力电子器件均从其结构、工作原理开始介绍,还包括各器件的静态和动态特性、主要参数。结构上它们共同点都是由不同结构的PN结按照一定规律构成,工作原理各有特点,静态特性主要表征其开关特性,而动态特性则表征了器件的开关时间及相关电量的变化,主要参数是对器件选型的重要依据。另外,本章对一些新兴的如碳化硅电力电子器件和派生的电力电子器件也进行了简要介绍。

电力电子器件处于电力电子电路中,电力电子器件本身的驱动电路、保护电路是与其直接相关的,本章在这两方面也分别进行了介绍。其中,驱动电路包含电气隔离、放大、驱动波形整形三大功能;保护电路有过电压、过电流的保护,缓冲电路,以及电力电子器件的散热方式。

### 习题

1. 电力电子器件相对信息电子器件来说,一般仅工作在\_\_\_\_\_状态。
2. 晶闸管的结构可以看成是\_\_\_\_\_的互联结构。
3. 晶闸管一旦导通,不论门极触发电流是否还存在,晶闸管都保持\_\_\_\_\_。
4. \_\_\_\_\_是电压驱动型器件,在主要电力电子器件中开关频率最高。

5. 典型的电压驱动型电力电子器件有\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_。
6. 智能功率模块英文简称\_\_\_\_\_, 它专门指\_\_\_\_\_及其辅助器件与其保护和驱动电路的封装集成。
7. 在电力电子器件的驱动电路中, 要提供控制电路与主电路之间的\_\_\_\_\_环节, 一般采用\_\_\_\_\_或\_\_\_\_\_。
8. \_\_\_\_\_是电力电子装置中最有效、应用最广的一种过电流保护措施。
9. 关于晶闸管, 下面说法不正确的是( )。
  - A. 当晶闸管承受反向电压时, 不论门极是否有触发电流, 晶闸管都不会导通
  - B. 当晶闸管承受正向电压时, 仅在门极有触发电流的情况下晶闸管才能开通
  - C. 若要使已导通的晶闸管关断, 给晶闸管加反向电压即可立即关断
  - D. 晶闸管一旦导通, 门极就失去控制作用
  - E. 维持晶闸管导通的条件是使晶闸管的电流大于能保持晶闸管导通的最小电流, 即维持电流
10. 典型的电流驱动型器件是( )。
  - A. SCR、GTO、IGBT
  - B. MOSFET、IGBT
  - C. GTR、MOSFET
  - D. GTO、GTR、SCR
11. 驱动电路的主要作用是( )。
  - A. 产生符合要求的可以开关电力电子器件的信号, 电气隔离
  - B. 输出通断数字脉冲信号、电气隔离
  - C. 放大通断脉冲信号
  - D. 保护电力电子器件, 吸收缓冲器件的损耗
12. 电力电子器件, 一般来说, ( ) 是其最重要的参数。
  - A. 能承受的最高开关频率能力
  - B. 通态压降和断态漏电流
  - C. 承受电压和电流的能力
  - D. 驱动电流
13. 使晶闸管导通的条件是什么?
14. GTO 和普通晶闸管同为 PNP 结构, 为什么 GTO 能够自关断, 而普通晶闸管不能?
15. 在本课程中学习过的电力电子器件主要有哪几大类? 并简述各自的特点。
16. 简要说明 IGBT、GTR、GTO 和电力 MOSFET 各自的优缺点。
17. IGBT、GTR、GTO 和电力 MOSFET 的驱动电路各有什么特点?
18. 全控型器件的缓冲电路的主要作用是什么? 试分析 RCD 缓冲电路中各元件的作用。
19. 图 7.37 中阴影部分为晶闸管处于通态区间的电流波形, 各波形的电流最大值均为  $I_m$ , 试计算各波形的电流平均值  $I_{d1}$ 、 $I_{d2}$ 、 $I_{d3}$  与电流有效值  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ 。



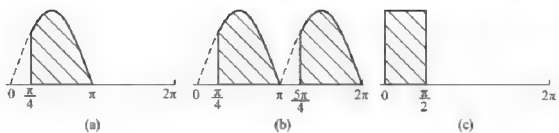


图 7.37 晶闸管导电波形

20. 在题 19 中如果不考虑安全裕量, 问  $100\text{A}$  的晶闸管能送出的平均电流  $I_{\text{d}}$ 、 $I_{\text{F}}$ 、 $I_{\text{d}}$  各为多少? 这时, 相应的电流最大值  $I_{\text{m1}}$ 、 $I_{\text{m2}}$ 、 $I_{\text{m3}}$  各为多少?



## 第 8 章

# 相控整流电路

**关键术语：**单相整流电路，三相整流电路，纯电阻负载，阻感性负载，反电动势负载，移相范围，晶闸管最大正反向电压，定量分析，换相重叠角，双反星形整流电路，多重化整流电路，谐波，功率因数，有源逆变。

**学过本章后，读者将能够：**

可根据单、三相整流电路结构，自信地描述其工作原理；

可根据整流电路，熟练绘制输出直流电压、电流以及晶闸管两端电压、电流波形；

可根据整流电路已知条件给出移相范围和晶闸管最大正反向电压值；

理解漏感对整流电路的影响。理解换相重叠角的概念；

理解两种大功率整流电路的工作原理；

掌握谐波和功率因数的概念；

理解有源逆变原理。

**引例：**

无论是日常生活中的手机、电脑、电视机，还是工业控制中的直流电动机，信息领域的 UPS 电源，电气传动领域的变频器，以及一切带有蓄电池的设备，都需要把交流电转换为直流电，或者说，一切消耗直流电的设备，都离不开这种把交流电变换为直流电的装置，我们叫它整流器，其中的主电路称为整流电路。

图 8.1 所示是一种专用直流电源，其内部离不开整流电路。



图 8.1 直流电源

按照整流电路中组成的电力电子器件控制特性的不同,整流电路可分为不可控、半控和全控型整流电路;按照整流电路的结构形式不同,分为半波、全波和桥式整流电路等类型;按照可控的形式分为二极管不可控整流电路、相位控制(简称相控)整流电路和斩波控制(简称斩控)整流电路;按照输入的交流电源相数分为单相和三相整流电路。另外,整流输出端所接负载的性质也对整流电路的输出电压和电流有很大影响,常见的负载有电阻性负载、电感性负载、反电动势负载或几种不同性质负载的组合。

本章介绍相控整流电路,二极管不可控整流电路作为相控整流电路中的特殊情况不再专门介绍,斩控整流电路将在第12章做介绍。

## 8.1 单相整流电路

### 8.1.1 相控整流的基本概念

为了说明相控整流的基本工作原理,我们先来分析一下最简单的相控整流电路,即单相半波带电阻负载整流电路。生活中常用的可调光电灯、电炊具,生产中常用的电解、电镀和电焊等,通常都认为是电阻性负载。这种负载有两个特点:其一,它是一个耗能元件,它只能消耗电能,而不能储存或释放电能;其二,负载两端的电压和通过的电流总是成正比的,电压和电流的波形具有相同的形状。

单相半波可控整流电路带电阻负载,以及其电压电流波形如图8.2所示,图中变压器起电压变换的作用。

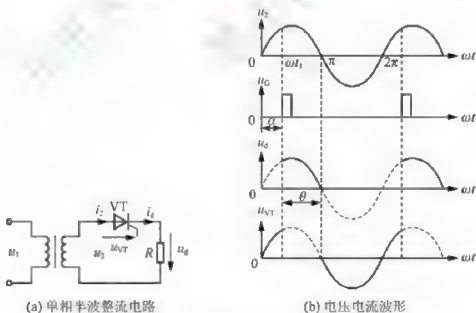


图 8.2 电阻性负载单相半波可控整流电路及波形

#### 1. 单相半波整流电路工作原理及波形分析

单相半波整流电路的电压波形如图8.2(b)所示。根据晶闸管的导通条件,在电源



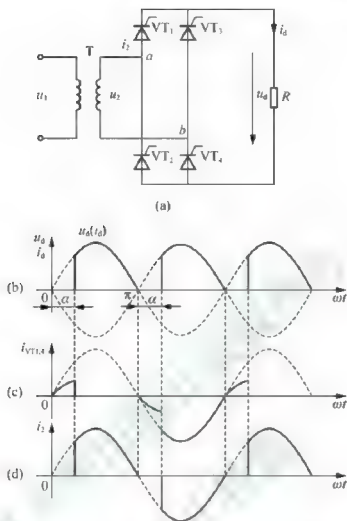


图 8.3 单相桥式全控整流电路带电阻负载时的电路及波形

受  $u_2$  的一半。若在触发角  $\alpha$  处给  $VT_3$  和  $VT_1$  加触发脉冲,  $VT_3$  和  $VT_1$  即导通, 电流从电源  $a$  端经  $VT_3$ 、 $R$ 、 $VT_1$  流回电源  $b$  端。当  $u_2$  过零时, 流经晶闸管的电流也降到零,  $VT_3$  和  $VT_1$  关断。

在  $u_2$  负半周, 仍在触发延迟角  $\alpha$  处触发  $VT_2$  和  $VT_4$  ( $VT_2$  和  $VT_4$  的  $\alpha=0$  处为  $\omega t - \pi$ ),  $VT_2$  和  $VT_4$  导通, 电流从电源  $b$  端流出, 经  $VT_4$ 、 $R$ 、 $VT_2$  流回电源  $a$  端。到  $u_2$  过零时, 电流又降为零,  $VT_2$  和  $VT_4$  关断。此后又是  $VT_3$  和  $VT_1$  导通, 如此循环地工作下去, 整流电压  $u_d$  和晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_4$  两端电压波形分别如图 8.3 (b) 和图 8.3 (c) 所示。

晶闸管承受的最大正向电压和反向电压分别为  $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$  和  $\sqrt{2}U_2$ 。

由于在交流电源的正负半周都有整流输出电流流过负载, 故该电路为全波整流。在  $u_2$  一个周期内, 整流电压波形脉动 2 次, 脉动次数多于半波整流电路, 该电路属于双脉波整流电路。在变压器二次绕组中, 正负两个半周电流方向相反且波形对称, 平均值为零, 即直流分量为零, 如图 8.3 (d) 所示, 不存在变压器直流磁化问题, 变压器绕组的利用率也高。

整流电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8-1)$$

$\alpha = 0$  时,  $U_d = U_a = 0.9 U_2$ ;  $\alpha = 180^\circ$  时,  $U_d = 0$ 。可见,  $\alpha$  角的移相范围为  $0 \sim 180^\circ$ 。

向负载输出的直流电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.9 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8-2)$$

晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_2$  和  $VT_3$ 、 $VT_4$  轮流导电, 流过晶闸管的电流平均值只有输出直流电流平均值的一半, 即

$$I_{dT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (8-3)$$

为选择晶闸管、变压器容量、导线截面积等定额, 需考虑发热问题, 为此需计算电流有效值。流过晶闸管的电流有效值为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2} U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2} R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin^2 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (8-4)$$

变压器二次电流有效值  $I_2$  与输出直流电流有效值  $I$  相等, 为

$$I = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_a^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2} U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin^2 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (8-5)$$

由式 (8-4) 和式 (8-5) 可见

$$I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}} I \quad (8-6)$$

在不考虑变压器的损耗时, 要求变压器的容量为  $S = U_2 I_2$ 。

## 2. 带阻感负载的工作情况

电路如图 8.4 (a) 所示。为便于讨论, 假设电路已工作于稳态,  $i_d$  的平均值不变。

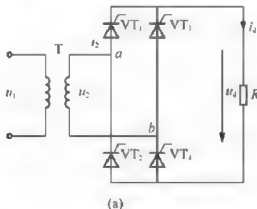


图 8.4 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

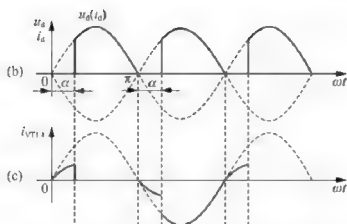


图 8.4 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形 (续)

如图 8.4 (b) 所示, 在触发角  $\alpha$  处给晶闸管  $VT_1$  和  $VT_4$  加触发脉冲使其导通,  $u_1 = u_2$ 。负载中有电感存在使负载电流不能突变, 电感对负载电流起平波作用, 假设负载电感很大, 负载电流  $i_d$  连续且波形近似为一水平线。 $u_2$  过零变负时, 由于电感的作用晶闸管  $VT_1$  和  $VT_4$  中仍流过电流  $i_d$ , 并不关断。至  $\omega t = \pi + \alpha$  时刻, 给  $VT_2$  和  $VT_3$  加触发脉冲, 因  $VT_2$  和  $VT_3$  本已承受正电压, 故两管导通。 $VT_2$  和  $VT_3$  导通后,  $u_2$  通过  $VT_2$  和  $VT_3$  分别向  $VT_1$  和  $VT_4$  施加反压使  $VT_1$  和  $VT_4$  关断, 流过  $VT_1$  和  $VT_4$  的电流迅速转移到  $VT_2$  和  $VT_3$  上, 此过程称为换相, 亦称换流。至下一周期重复上述过程, 如此循环下去,  $u_d$  的波形如图 8.4 (b) 所示, 其平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (8-7)$$

当  $\alpha = 0$  时,  $U_d = 0.9 U_2$ ;  $\alpha = 90^\circ$  时,  $U_d = 0$ 。晶闸管移相范围为  $0 \sim 90^\circ$ 。

单相桥式全控整流电路带阻感负载时, 晶闸管  $VT_1$  和  $VT_4$  的电压波形如图 8.4 (c) 所示, 晶闸管承受的最大正反向电压均为  $\sqrt{2} U_2$ 。

晶闸管导通角  $\theta$  与  $\alpha$  无关, 均为  $180^\circ$ , 为矩形波, 平均值和有效值分别为  $I_{dVT} = \frac{1}{2} I_d$  和  $I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = 0.707 I_d$ 。

变压器二次电流  $i_2$  的波形为正负各  $180^\circ$  的矩形波, 其相位由  $\alpha$  角决定, 有效值  $I_2 = I_d$ 。

### 3. 带反电动势负载时的工作情况

当负载为蓄电池、直流电动机的电枢 (忽略其中的电感) 等时, 负载可看成是一个直流电压源, 对于整流电路, 它们就是反电动势负载, 如图 8.5 (a) 所示。下面分析接反电动势负载时的情况。

当忽略主电路各部分的电感时, 只有在  $u_2$  瞬时值的绝对值大于反电动势, 即  $|u_2| > E$  时, 才有晶闸管承受正电压, 有导通的可能。晶闸管导通之后,  $u_d = u_2$ ,  $i_d = \frac{u_d - E}{R}$ ,

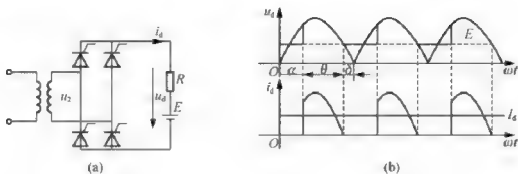


图 8.5 单相桥式全控整流电路接反电动势负载时的电路及波形

直至  $|u_2| = E$ ,  $i_d$  即降至 0 使得晶闸管关断, 此后  $u_d = E$ 。与电阻负载时相比, 晶闸管提前了电角度  $\delta$  停止导电, 如图 8.5 (b) 所示,  $\delta$  称为停止导电角。

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2} \quad (8-8)$$

在  $\alpha$  角相同时, 整流输出电压比电阻负载时大。

如图 8.5 (b) 所示,  $i_d$  波形在一周期内有部分时间为零的情况, 称为电流断续。与此对应, 若  $i_d$  波形不出现为零的点的情况, 称为电流连续。当  $\alpha < \delta$  触发脉冲到来时, 晶闸管承受负电压, 不可能导通。为了使晶闸管可靠导通, 要求触发脉冲有足够的宽度, 保证当  $\omega t = \delta$  时刻有晶闸管开始承受正电压时, 触发脉冲仍然存在。这样, 相当于触发角被推迟为  $\delta$ 。

负载为直流电动机时, 如果出现电流断续, 则电动机的机械特性将很软。从图 8.5 (b) 可看出, 导通角  $\theta$  越小, 则电流波形的底部就越窄。电流平均值与电流波形的面积成比例, 因而为了增大电流平均值, 必须增大电流峰值, 这要求较多地降低反电动势。因此, 当电流断续时, 随着  $I_d$  的增大, 转速  $n$  (与反电动势成比例) 降落较大, 机械特性较软, 相当于整流电源的内阻增大。较大的电流峰值在电动机换向时容易产生火花。同时, 对于相等的电流平均值, 若电流波形底部越窄, 则其有效值越大, 要求电源的容量也大。

为了克服以上缺点, 一般在主电路的直流输出侧串联一个平波电抗器, 用来减少电流的脉动和延长晶闸管导通的时间。有了电感, 当  $u_d$  小于  $E$  时甚至  $u_d$  值变负时, 晶闸管仍可导通。只要电感量足够大就能使电流连续, 晶闸管每次导通  $180^\circ$ , 这时整流电压  $u_d$  的波形和负载电流  $i_d$  的波形与电感负载电流连续时的波形相同,  $u_d$  的计算公式亦一样。针对电动机在低速负载运行时电流连续的临界情况, 给出  $u_d$  和  $i_d$  波形如图 8.6 所示。

为保证电流连续所需的电感量  $L$  可由式 (8-9) 求出:

$$L = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi\omega I_{\text{dmin}}} = 2.87 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{\text{dmin}}} \quad (8-9)$$

式中,  $U_2$  的单位为 V;  $I_{\text{dmin}}$  的单位为 A;  $\omega$  是工频角频率;  $L$  为主电路总电感量, 单位为 H。

**【例 8-1】** 单相桥式全控整流电路,  $U_2 = 100\text{V}$ , 负载中  $R = 2\Omega$ ,  $L$  值极大, 反电动势  $E = 60\text{V}$ , 当  $\alpha = 30^\circ$  时, 求:

(1) 作出  $u_d$ 、 $i_d$  和  $i_2$  的波形。

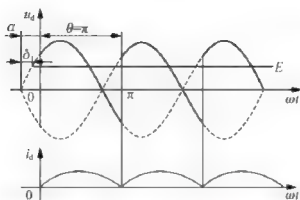


图 8.6 单相桥式全控整流电路带反电动势负载串平波电抗器, 电流连续的临界情况

(2) 求整流输出平均电压  $U_d$ 、电流  $I_d$ ，变压器二次电流有效值  $I_2$ 。

(3) 考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

解：(1)  $u_d$ 、 $i_d$  和  $i_2$  的波形如图 8.7 所示。

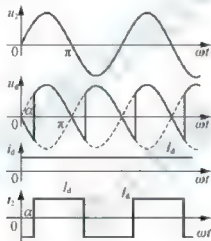


图 8.7  $u_d$ 、 $i_d$  和  $i_2$  的波形

(2) 整流输出平均电压  $U_d$ 、电流  $I_d$ ，变压器二次电流有效值  $I_2$  分别为

$$U_d = 0.9U_2 \cos \alpha = 0.9 \times 100 \times \cos 30^\circ = 77.97(\text{V})$$

$$I_d = (U_d - E)/R = (77.97 - 60)/2 = 9(\text{A})$$

$$I_2 = I_d = 9(\text{A})$$

(3) 晶闸管承受的最大反向电压为

$$\sqrt{2}U_2 = 100\sqrt{2} = 141.4(\text{V})$$

流过每个晶闸管的电流的有效值为

$$I_{VT} = I_d / \sqrt{2} = 6.36(\text{A})$$

故晶闸管的额定电压为

$$U_N = (2 \sim 3) \times 141.4 = 283 \sim 424(\text{V})$$

晶闸管的额定电流为

$$I_N = (1.5 \sim 2) \times 6.36 / 1.57 = 6 \sim 8(\text{A})$$

晶闸管额定电压和电流的具体数值可按晶闸管产品系列参数选取。

### 8.1.3 单相全波可控整流电路

单相全波可控整流电路 (Single Phase Full Wave Controlled Rectifier) 也是一种实用的单相可控整流电路, 又称单相双半波可控整流电路。其带电阻负载时的电路如图 8.8 (a) 所示。

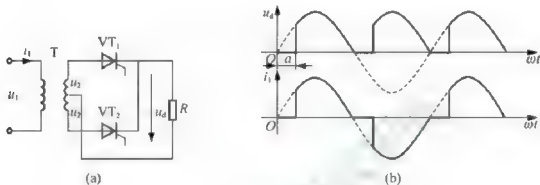


图 8.8 单相全波可控整流电路及波形

在图 8.8 中, 变压器 T 带中心抽头, 在  $u_2$  正半周,  $VT_1$  工作, 变压器二次绕组上半部分流过电流;  $u_2$  负半周,  $VT_2$  工作, 变压器二次绕组下半部分流过反方向的电流。图 8.8 (b) 给出了  $u_d$  和变压器一次电流  $i_1$  的波形。由波形可知, 单相全波可控整流电路的  $u_d$  波形与单相全控桥的一样, 交流输入端电流波形一样, 变压器也不存在直流磁化的问题。当接其他负载时, 有相同的结论。因此, 单相全波与单相全控桥从直流输出端或从交流输入端看均是基本一致的。两者的区别如下。

(1) 单相全波可控整流电路中变压器为二次绕组带中心抽头, 结构较复杂。绕组及铁心对铜、铁等材料的消耗比单相全控桥多, 在如今有色金属资源有限的情况下, 这是不利的。

(2) 单相全波可控整流电路中只用两个晶闸管, 比单相全控桥式可控整流电路少两个, 相应地, 晶闸管的门极驱动电路也少两个。但是, 在单相全波可控整流电路中, 晶闸管承受的最大电压为  $2\sqrt{2}U_2$ , 是单相全控桥式整流电路的两倍。

(3) 单相全波可控整流电路中, 导电回路只含一个晶闸管, 比单相桥少一个, 因而管压降也少一个。

从上述 (2)、(3) 考虑, 单相全波电路有利于在低输出电压的场合应用。

### 8.1.4 单相桥式半控整流电路

在单相桥式全控整流电路中, 每一个导电回路中有两个晶闸管, 即用两个晶闸管同时导通以控制导电的回路。实际上为了对每个导电回路进行控制, 只需一个晶闸管就可以了, 另一个晶闸管可以用二极管代替, 从而简化整个电路。把图 8.4 (a) 中的晶闸管  $VT_3$ 、 $VT_4$  换成二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$ , 即成为图 8.9 (a) 所示的单相桥式半控整流电路 (先不考虑  $VD_k$ )。

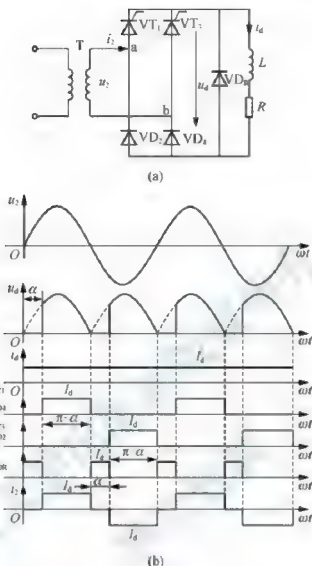


图 8.9 单相桥式半控整流电路, 有续流二极管、阻感负载时的电路及波形

半控电路与全控电路在电阻负载时的工作情况相同, 这里无需讨论。以下针对电感负载进行讨论。

与全控桥时相似, 假设负载中电感很大, 且电路已工作于稳态。在  $u_2$  正半周, 触发角  $\alpha$  处给晶闸管 VT<sub>1</sub> 加触发脉冲,  $u_2$  经 VT<sub>1</sub> 和 VD<sub>1</sub> 向负载供电。  $u_2$  过零变负时, 因电感作用使电流连续, VT<sub>1</sub> 继续导通。但因  $a$  点电位低于  $b$  点电位, 使得电流从 VD<sub>1</sub> 转移至 VD<sub>2</sub>, VD<sub>1</sub> 关断, 电流不再流经变压器二次绕组, 而是由 VT<sub>1</sub> 和 VD<sub>2</sub> 续流。此阶段, 忽略器件的通态压降, 则  $u_d = 0$ , 不像全控桥电路那样出现  $u_d$  为负的情况。

在  $u_2$  负半周触发角  $\alpha$  时刻触发 VT<sub>3</sub>, VT<sub>3</sub> 导通, 则向 VT<sub>1</sub> 加反压使之关断,  $u_2$  经 VT<sub>3</sub> 和 VD<sub>2</sub> 向负载供电。  $u_2$  过零变正时, VD<sub>1</sub> 导通, VD<sub>2</sub> 关断。VT<sub>3</sub> 和 VD<sub>1</sub> 续流,  $u_d$  又为零。此后重复以上过程。

该电路在实际应用中需加设续流二极管 VDR, 以避免可能发生的失控现象。在实际运行中, 若无续流二极管, 则当  $\alpha$  突然增大至  $180^\circ$  或触发脉冲丢失时, 会发生一个晶闸管持

续导通而两个二极管轮流导通的情况。这使  $u_d$  称为正弦半波，即半周期  $u_d$  为正弦，另外半周期  $u_d$  为零，其平均值保持恒定，相当于单相半波不可控整流电路时的波形，称为失控。例如，当  $VT_1$  导通时切断触发电路，则当  $u_a$  变负时，由于电感的作用，负载电流由  $VT_1$  和  $VD_2$  续流，当  $u_a$  又为正时，因  $VT_1$  是导通的， $u_a$  又经  $VT_1$  和  $VD_1$  向负载供电，出现失控现象。

有续流二极管  $VD_R$  时，续流过程由  $VD_R$  完成，在续流阶段晶闸管关断，这就避免了某一个晶闸管持续导通而导致失控的现象。同时，续流期间导电回路中只有一个管压降，少了一个管压降，有利于降低损耗。

有续流二极管时电路中各部分的波形如图 8.9 (b) 所示。

单相桥式半控整流电路的另一种接法如图 8.10 所示，相当于把图 8.4 (a) 中的  $VT_1$  和  $VT_2$  换为二极管  $VD_1$  和  $VD_2$ ，这样可以省去续流二极管  $VD_R$ ，续流由  $VD_1$  和  $VD_2$  来实现。

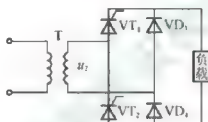


图 8.10 单相桥式半控整流电路的另一接法

## 8.2 三相整流电路

若整流负载容量较大，或要求直流电压脉动较小、易滤波时，应采用三相整流电路，其交流侧由三相电源供电。本节首先分析三相半波可控整流电路，然后分析三相桥式全控整流电路。

### 8.2.1 三相半波可控整流电路

#### 1. 电阻负载

三相半波可控整流电路如图 8.11 (a) 所示。为得到零线，变压器二次侧接成星形。3 个晶闸管分别接入 a、b、c 三相电源，它们的阴极连接在一起，称为共阴极接法。

假设将电路中的晶闸管换作二极管，并用  $VD$  表示，该电路就成为三相半波不可控整流电路，以下首先分析其工作情况。此时，3 个二极管对应的相电压中哪一个的值最大，则该相所对应的二极管导通，并使另两相的二极管承受反压关断，输出整流电压即为该相的相电压，波形如图 8.11 (d) 所示。在一个周期中，器件工作情况如下：在  $\omega t_1 \sim \omega t_2$  期间，a 相电压最高， $VD_1$  导通， $u_d = u_a$ ；在  $\omega t_2 \sim \omega t_3$  期间，b 相电压最高， $VD_2$  导通， $u_d = u_b$ ；在  $\omega t_3 \sim \omega t_4$  期间，c 相电压最高， $VD_3$  导通， $u_d = u_c$ 。此后，在下一周期相当于  $\omega t_1$  的位置即  $\omega t_4$  时刻， $VD_1$  又导通，重复前一周期工作情况。如此，在一周期中

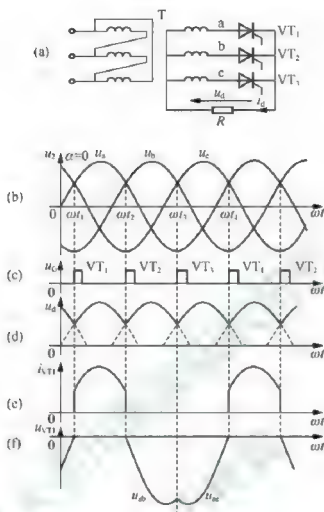


图 8.11 三相半波可控整流电路带电阻负载电路及  $\alpha=0^\circ$  (自然换相点) 时的波形

$VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$  轮流导通, 每管各导通  $120^\circ$ 。 $u_d$  波形为 3 个相电压在正半周期的包络线。

在相电压的交点  $\omega t_1$ 、 $\omega t_2$ 、 $\omega t_3$  处, 均出现了二极管换相, 即电流由一个二极管向另一个二极管转移, 称这些交点为自然换相点。自然换相点是各相晶闸管能触发导通的最早时刻, 将其作为计算晶闸管触发角  $\alpha$  的起点, 即  $\alpha=0^\circ$ , 要改变触发角只能是在此基础上增大它, 即沿时间坐标轴向右移。若在自然换相点处触发相应的晶闸管导通, 则电路的工作情况与以上分析的二极管整流工作情况一样。回顾 8.1 节的单相可控整流电路可知, 各种单相可控整流电路的自然换相点也一样是变压器二次电压  $u_c$  的过零点。

当  $\alpha=0^\circ$  时, 变压器二次侧 a 相绕组和晶闸管  $VT_1$  的电流波形如图 8.11 (e) 所示, 另两相电流波形形状相同, 相位依次滞后  $120^\circ$ , 可见变压器二次绕组电流有直流分量。

图 8.11 (f) 所示是  $VT_1$  的电压波形, 由 3 段组成: 第 1 段,  $VT_1$  导通期间, 为一管压降, 可近似为  $u_{VT1} \approx 0$ ; 第 2 段, 在  $VT_1$  关断后,  $VT_2$  导通期间,  $u_{VT1} = u_a - u_b = u_{ab}$ , 为一段线性电压; 第 3 段, 在  $VT_3$  导通期间,  $u_{VT1} = u_a - u_c = u_{ac}$ , 为另一段线电压。即晶闸管电压由一段管压降和两段线电压组成。由图可见,  $\alpha=0^\circ$  时, 晶闸管承受的两段线电压均为负值, 随着  $\alpha$  增大, 晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。其他两管上电压波形形状相同, 相位依次差  $120^\circ$ 。

增大  $\alpha$  值, 将脉冲后移, 整流电路的工作情况相应地发生变化。

图 8.12 所示是  $\alpha = 30^\circ$  时的波形。从输出电压、电流的波形可看出, 这时负载电流处于连续和断续的临界状态, 各相仍导电  $120^\circ$ 。

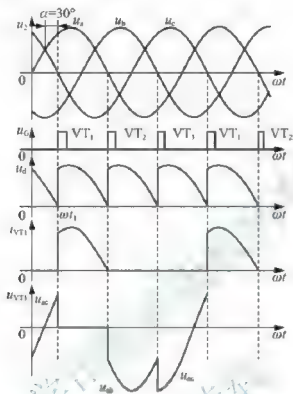


图 8.12 三相半波可控整流电路电阻负载及  $\alpha = 30^\circ$  时的波形

如果  $\alpha > 30^\circ$ , 例如  $\alpha = 60^\circ$  时, 整流电压的波形如图 8.13 所示。当导通一相的相电压过零变负时, 该相晶闸管关断。此时, 下一相晶闸管虽承受正电压, 但它的触发脉冲未至, 不会导通, 因此输出电压、电流均为零, 直到触发脉冲出现为止。在这种情况下, 负载电流断续, 各晶闸管导通角为  $90^\circ$ , 小于  $120^\circ$ 。

若  $\alpha$  角继续增大, 整流电压将越来越小,  $\alpha = 150^\circ$  时, 整流输出电压为零。故电阻负载时  $\alpha$  角的移相范围为  $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

整流电压平均值的计算分以下两种情况。

(1)  $\alpha \leq 30^\circ$  时, 负载电流连续, 有

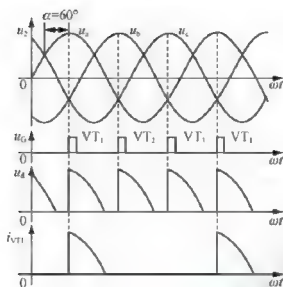
$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (8-10)$$

当  $\alpha = 0^\circ$  时,  $U_d$  最大, 为  $U_d = U_{d0} = 1.17 U_2$ 。

(2)  $\alpha > 30^\circ$  时, 负载电流断续, 晶闸管导通角减小, 此时有

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] = 0.675 \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right]$$

(8-11)

图 8.13 三相半波可控整流电路电阻负载及  $\alpha=60^\circ$  时的波形

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (8-12)$$

由图 8.12 不难看出, 晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次线电压峰值, 即

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = 2.45 U_2 \quad (8-13)$$

由于晶闸管阴极与零点间的电压即为整流输出电压  $u_d$ , 其最小值为零, 而晶闸管阳极与零点间的最高电压等于变压器二次相电压的峰值, 因此晶闸管阳极与阴极间的最大电压等于变压器二次相电压的峰值, 即

$$U_{FM} = \sqrt{2} U_2 \quad (8-14)$$

## 2. 阻感负载

如果负载为阻感负载, 且  $L$  值很大, 则如图 8.11 所示, 整流电流  $i_d$  的波形基本是平直的, 流过晶闸管的电流接近矩形波。

$\alpha \leq 30^\circ$  时, 整流电压波形与电阻负载时相同, 因为在这两种负载情况下, 负载电流均连续。

$\alpha > 30^\circ$  时, 例如  $\alpha = 60^\circ$  时的波形如图 8.14 所示。当  $u_2$  过零时, 由于电感的存在, 阻止电流下降, 因而  $VT_1$  继续导通, 直到下一相晶闸管  $VT_2$  的触发脉冲到来, 才发生换流, 由  $VT_2$  导通向负载供电, 同时向  $VT_1$  施加反压使其关断。这种情况下  $u_d$  波形中出现负的部分, 若  $\alpha$  增大,  $u_d$  波形中负的部分将增多。至  $\alpha = 90^\circ$  时,  $u_d$  波形中正负面积相等,  $u_d$  的平均值为零。可见阻感负载时的移相范围为  $0^\circ \sim 90^\circ$ 。

由于负载电流连续,  $U_d$  可由式 (8-10) 求出, 即

$$U_d = 1.17 U_2 \cos \alpha$$

变压器二次电流即晶闸管电流的有效值为

$$I_2 = I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (8-15)$$

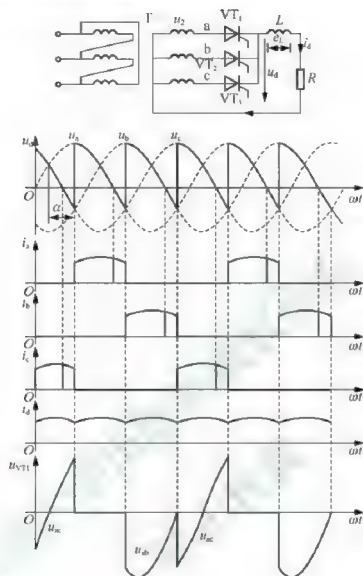


图 8.14 三相半波可控整流电路阻感负载电路及  $\alpha=60^\circ$  时波形

由此可求出晶闸管的额定电流为

$$I_{VT(AV)} = \frac{I_d}{1.57} = 0.368 I_{VT} \quad (8-16)$$

晶闸管两端电压波形如图 8.14 所示。由于负载电流连续，晶闸管最大正向电压峰值均为变压器二次线电压峰值，即

$$U_{FM} = U_{RM} = 2.45 U_2 \quad (8-17)$$

图 8.14 中所给  $i_d$  波形有一定的脉动，与分析单相整流电路阻感负载时图 8.4 所示的  $i_d$  波形有所不同。这是电路工作的实际情况，因为负载中电感量不可能也不必非常大，往往只要能保证负载电流连续即可，这样  $i_d$  实际上是有波动的，不是完全平直的水平线。通常，为简化分析及定量计算，可以将  $i_d$  近似为一条水平线，这样的近似对分析和计算的准确性并不产生很大的影响。

三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有直流分量，因此其应用较少。

### 8.2.2 三相桥式全控整流电路

目前在各种整流电路中,应用最为广泛的是三相桥式全控整流电路,其原理如图 8.15 所示,习惯将其中阴极连接在一起的 3 个晶闸管 ( $VT_1$ 、 $VT_4$ 、 $VT_7$ ) 称为共阴极组;阳极连接在一起的 3 个晶闸管 ( $VT_3$ 、 $VT_6$ 、 $VT_5$ ) 称为共阳极组。此外,习惯上希望晶闸管按从 1 至 6 的顺序导通。为此将晶闸管按图示的顺序编号,即共阴极组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为  $VT_1$ 、 $VT_4$ 、 $VT_7$ ,共阳极组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为  $VT_3$ 、 $VT_6$ 、 $VT_5$ 。从后面的分析可知,按此编号,晶闸管的导通顺序为  $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6$ 。以下首先分析带电阻负载时的工作情况。

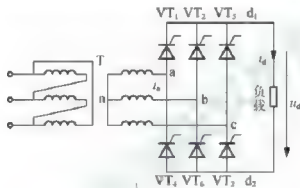


图 8.16 三相桥式全控整流电路图

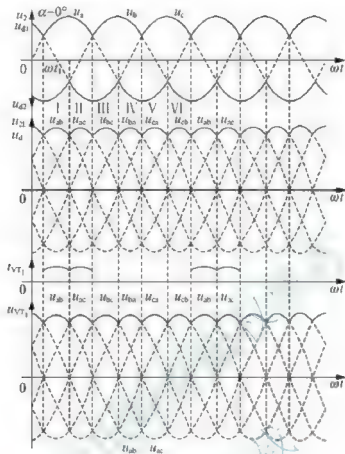
#### 1. 带电阻负载时的工作情况

可以采用与分析三相半波可控整流电路时类似的方法,假设将电路中的晶闸管换作二极管,这种情况也就相当于晶闸管触发角  $\alpha = 0^\circ$  时的情况。此时,对于共阴极组的 3 个晶闸管,阳极所接交流电压值最大的一个导通,而对于共阳极组的 3 个晶闸管,则是阴极所接交流电压值最小(或者说负得最多)的一个导通。这样,任意时刻共阳极组和共阴极组中各有一个晶闸管处于导通状态,施加于负载上的电压为某一相电压。此时,电路工作波形如图 8.16 所示。

$\alpha = 0^\circ$  时,各晶闸管均在自然换相点处换相。由图中变压器二次绕组相电压与线电压波形的对应关系看出,各自然换相点既是相电压交点,同时又是线电压的交点。在分析  $u_d$  的波形时,既可从相电压波形分析,又可以从线电压波形分析。

从相电压波形看,当共阴极组晶闸管导通时,以变压器二次侧的中点 n 为参考点,整流输出电压  $u_d$  为相电压在正半周的包络线;当共阳极组导通时,整流输出电压  $u_d$  为相电压在负半周的包络线,总的整流输出电压  $u_d = u_{d1} - u_{d2}$ ,是两条包络线间的差值,将其对应到线电压波形上,即为线电压在正半周的包络线。

直接从线电压波形看,由于共阴极组中处于通态的晶闸管对应的是最大(正得最多)的相电压,而共阳极组中处于通态的晶闸管对应的是最小(负得最多)的相电压,输出整流电压  $u_d$  为这两个相电压相减,是线电压中最大的一个,因此输出整流电压  $u_d$  波形为线电压在正半周期的包络线。

图 8-16 三相桥式全控整流电路电阻负载及  $\alpha=0^\circ$  时波形

为了说明各晶闸管的工作情况, 将波形中的一个周期等分为 6 段, 每段为  $60^\circ$ , 如图 8.16 所示, 每一段中导通的晶闸管及输出整流电压的情况见表 8-1。由该表可见, 6 个晶闸管的导通顺序为  $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6$ 。

表 8-1 三相桥式全控整流电路电阻负载及  $\alpha=0^\circ$  时晶闸管工作情况

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	$VT_1$	$VT_2$	$VT_3$	$VT_4$	$VT_5$	$VT_6$
共阳极组中导通的晶闸管	$VT_6$	$VT_5$	$VT_4$	$VT_3$	$VT_2$	$VT_1$
整流输出电压 $u_d$	$u_{12}$	$u_{23}$	$u_{31}$	$u_{45}$	$u_{56}$	$u_{61}$

从触发角  $\alpha = 0^\circ$  时的情况可以总结出三相桥式全控整流电路的一些特点如下。

(1) 每个时刻均需两个晶闸管同时导通, 形成向负载供电的回路, 其中一个晶闸管是共阴极组的, 一个是共阳极组的, 且不能为同一相的晶闸管。

(2) 对触发脉冲的要求: 6 个晶闸管的脉冲按  $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6$  的顺序, 相位依次差  $60^\circ$ ; 共阴极组  $VT_1$ 、 $VT_3$ 、 $VT_5$  的脉冲依次差  $120^\circ$ , 共阳极组  $VT_4$ 、 $VT_6$ 、 $VT_2$  也依次差  $120^\circ$ ; 同一相的上下两个桥臂, 即  $VT_1$  与  $VT_4$ ,  $VT_3$  与  $VT_6$ ,  $VT_5$  与  $VT_2$ , 脉冲相差  $180^\circ$ 。

(3) 整流输出电压  $u_d$  一周期脉动 6 次, 每次脉动的波形都一样, 故该电路为 6 脉波整流电路。

(4) 在整流电路合闸启动过程中或电流断续时, 为确保电路的正常工作, 需保证同时导通的两个晶闸管均有脉冲。为此, 可采用两种方法: 一种是使脉冲宽度大于  $60^\circ$  (一般取  $80^\circ \sim 100^\circ$ ), 称为宽脉冲触发; 另一种方法是, 在触发某个晶闸管的同时, 给前一个晶闸管补发脉冲, 即用两个窄脉冲代替宽脉冲, 两个窄脉冲的前沿相差  $60^\circ$ , 脉宽一般为  $20^\circ \sim 30^\circ$ , 称为双脉冲触发。双脉冲电路较复杂, 但要求的触发电路输出功率小。宽脉冲触发电路虽可少输出一半脉冲, 但为了不使脉冲变压器饱和, 需将铁心体积做得较大, 绕组匝数较多, 导致漏感增大, 脉冲前沿不够陡, 对于晶闸管串联使用不利。虽可用去磁绕组改善这种情况, 但又使触发电路复杂化。因此, 常用的是双脉冲触发。

(5)  $\alpha = 0^\circ$  时晶闸管承受的电压波形如图 8.16 所示。图中仅给出  $VT_1$  的电压波形。将此波形与三相半波时图 8.11 中的  $VT_1$  电压波形比较可见, 两者是相同的, 晶闸管承受最大正、反向电压的关系也与三相半波时一样。

图 8.16 还给出了晶闸管  $VT_1$  流过电流  $i_{VT_1}$  的波形, 由此波形可以看出, 晶闸管在一周期中有  $120^\circ$  处于通态,  $240^\circ$  处于断态, 由于负载为电阻, 故晶闸管处于通态时的电流波形与相应时段的  $u_d$  波形相同。

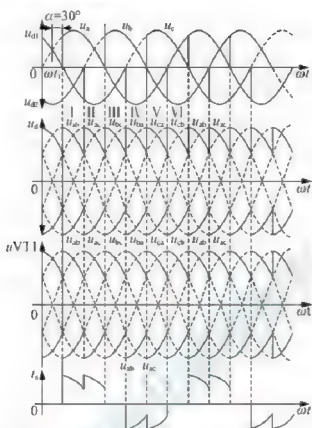
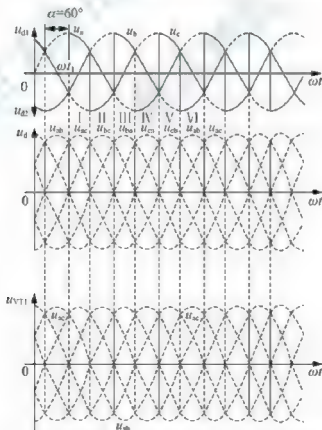
当触发角  $\alpha$  改变时, 电路的工作情况将发生变化。图 8.17 给出了  $\alpha = 30^\circ$  时的波形。从  $\omega t$  角开始把一个周期等分为 6 段, 每段为  $60^\circ$ 。与  $\alpha = 0^\circ$  时的情况相比, 在一周期中  $u_d$  波形仍由 6 段线电压构成, 每一段导通晶闸管的编号仍符合表 8-1 所示的规律。区别在于, 晶闸管起始导通时刻推迟了  $30^\circ$ , 组成  $u_d$  的每一段线电压因此推迟  $30^\circ$ ,  $u_d$  平均值降低。晶闸管电压波形也相应发生了变化。图中同时给出了变压器二次侧 a 相电流  $i_a$  的波形, 该波形的特点是, 在  $VT_1$  处于通态的  $120^\circ$  期间,  $i_a$  为正,  $i_a$  波形的形状与同时段的  $u_d$  波形相同, 在  $VT_1$  处于通态的  $120^\circ$  期间,  $i_a$  波形的形状也与同时段的  $u_d$  波形相同, 但为负值。

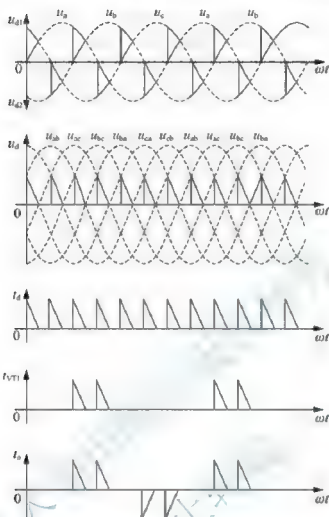
图 8.18 给出了  $\alpha = 60^\circ$  时的波形, 电路工作情况仍可对照表 8-1 分析。 $u_d$  波形中每段线电压的波形继续向后移,  $u_d$  平均值继续降低。 $\alpha = 60^\circ$  时  $u_d$  出现了为零的点。

由以上分析可见, 当  $\alpha \leq 60^\circ$  时,  $u_d$  波形均连续, 对于电阻负载,  $i_d$  波形与  $u_d$  波形的形状是一样的, 也连续。

当  $\alpha > 60^\circ$  时, 如  $\alpha = 90^\circ$  时电阻负载情况下的工作波形如图 8.19 所示, 此时  $u_d$  波形每  $60^\circ$  中有  $30^\circ$  为零, 这是因为电阻负载时  $i_d$  波形与  $u_d$  波形一致, 一旦  $u_d$  降至零,  $i_d$  也降至零, 流过晶闸管的电流即降至零, 晶闸管关断, 输出整流电压  $u_d$  为零, 因此,  $u_d$  波形不能出现负值。图 8.19 还给出了晶闸管电流  $i_{VT_1}$  和变压器二次电流  $i_a$  的波形。

如果  $\alpha$  角继续增大至  $120^\circ$ , 整流输出电压  $u_d$  波形将全为零, 其平均值也为零, 可见带电阻负载时三相桥式全控整流电路  $\alpha$  的移相范围是  $0^\circ \sim 120^\circ$ 。

图 8.17 三相桥式全控整流电路电阻负载及  $\alpha=30^\circ$  时波形图 8.18 三相桥式全控整流电路电阻负载及  $\alpha=60^\circ$  时波形

图 8.19 三相桥式全控整流电路电阻负载及  $\alpha=90^\circ$  时波形

## 2. 带阻感负载时的工作情况

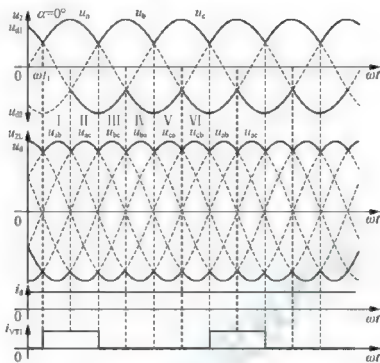
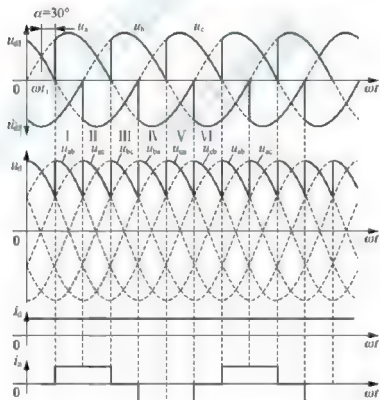
下面主要分析阻感负载时的情况，对于带反电动势及阻感负载的情况，只需在阻感负载的基础上掌握其特点，即可获得其工作情况。

当  $\alpha \leq 60^\circ$  时， $u_d$  波形连续，电路的工作情况与带电阻负载时十分相似，各晶闸管的通断情况、输出整流电压  $u_d$  波形、晶闸管承受的电压波形等都一样。区别在于由于负载不同，同样的整流输出电压加到负载上，得到的负载电流  $i_d$  波形不同，电阻负载时  $i_d$  波形与  $u_d$  波形形状一样。而阻感负载时，由于电感的作用，使得负载电流波形变得平直，当电感足够大的时候，负载电流的波形可近似为一条水平线。图 8.20 和图 8.21 分别给出了三相桥式全控整流电路带阻感负载  $\alpha = 0^\circ$  和  $\alpha = 30^\circ$  时的波形。

图 8.20 中除给出  $u_d$  波形和  $i_d$  波形外，还给出了晶闸管  $VT_1$  电流  $i_{VT1}$  的波形，可与图 8.16 带电阻负载时的情况进行比较。由波形图可见，在晶闸管  $VT_1$  导通段， $i_{VT1}$  波形由负载电流  $i_d$  波形决定。

图 8.21 中除给出  $u_d$  波形和  $i_d$  波形外，还给出了变压器二次侧 a 相电流  $i_a$  的波形，可与图 8.17 带电阻负载时的情况进行比较。

当  $\alpha > 60^\circ$  时，阻感负载时的工作情况与电阻负载时不同，电阻负载时  $u_d$  波形不会出

图 8.20 三相桥式全控整流电路阻感负载及  $\alpha=0^\circ$  时波形图 8.21 三相桥式全控整流电路阻感负载及  $\alpha=30^\circ$  时波形

现负的部分，而阻感负载时，由于电感  $L$  的作用， $u_d$  波形会出现负的部分。图 8.22 给出了  $\alpha=90^\circ$  时的波形。若电感  $L$  值足够大， $u_d$  中正负面积将基本相等， $u_d$  平均值近似为零。

这表明, 带阻感负载时, 三相桥式全控整流电路的  $\alpha$  角移相范围为  $0^\circ \sim 90^\circ$ 。

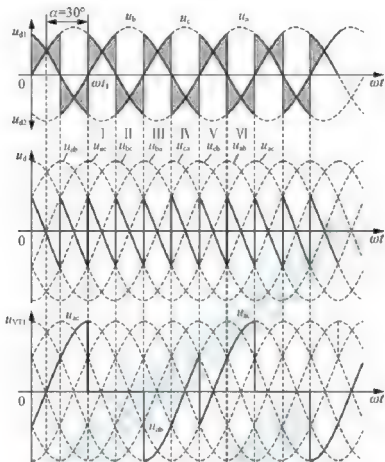


图 8.22 三相桥式整流电路阻感负载及  $\alpha=90^\circ$  时波形

### 3. 定量分析

在以上的分析中已经说明, 整流输出电压  $u_d$  的波形在一周期内脉动 6 次, 且每次脉动的波形相同, 因此在计算其平均值时, 只需对一个脉波 (即  $1/6$  周期) 进行计算即可。此外, 以线电压的过零点为时间坐标的零点, 于是, 可得到当整流输出电压连续时 (即带阻感负载时, 或带电阻负载  $\alpha \leq 60^\circ$  时) 的平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \cos \alpha \quad (8-18)$$

带电阻负载且  $\alpha > 60^\circ$  时, 整流电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \quad (8-19)$$

输出电流平均值为

$$I_d = U_d / R$$

当整流变压器为图 8.15 所示的采用星形接法, 带阻感负载时, 变压器二次电流波形如图 8.21 所示, 为正负半周各宽  $120^\circ$ , 前沿相差  $180^\circ$  的矩形波, 其有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ I_d^2 \times \frac{2}{3}\pi + (-I_d)^2 \times \frac{2}{3}\pi \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (8-20)$$

晶闸管电压、电流等的定量分析与三相半波时一致。

三相桥式全控整流电路接反电动势阻感负载时，在负载电感足够大足以使负载电流连续的情况下，电路工作情况与电感性负载时相似，电路中各处电压、电流波形均相同，仅在计算  $I_d$  时有所不同，接反电动势阻感负载时的  $I_d$  为

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (8-21)$$

式中， $R$  和  $E$  分别为负载中的电阻值和反电动势的值。

### 8.3 输入侧变压器漏抗对整流电路的影响

在以前分析和计算相控整流电路时，把晶闸管作为理想开关，其换流是瞬时完成的。实际上整流变压器有漏抗，晶闸管之间的换流不能瞬时完成，会出现参与换流的两个晶闸管同时导通的现象，同时导通的时间对应的电角度称为换相重叠角  $\gamma$ 。图 8.23 画出了三相半波相控整流电路在考虑变压器漏抗后的等效电路及输出电压、电流的波形。图中  $L_d$  为变压器的每相绕组折合到二次侧的漏感。

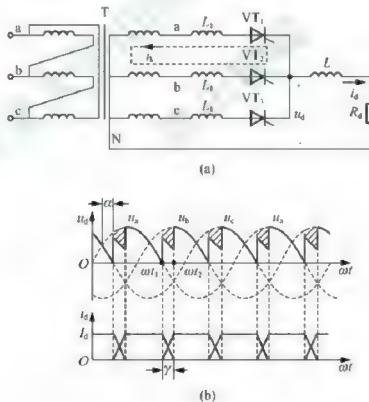


图 8.23 考虑变压器漏抗后相控整流电路的等效电路及输出电压与电流波形

当  $\omega t_1$  时刻触发  $VT_2$  时， $b$  相电流不能瞬时上升到  $I_d$  值， $a$  相电流不能瞬时下降到零，电流换相需要时间  $t_\gamma$ ，换流重叠角所对应的时间为  $t_\gamma = \gamma/\omega$ 。在重叠角期间， $VT_1$ 、

$VT_7$  同时导通, 产生一个虚拟电流  $i_k$ , 如图 8.23 (a) 中虚线所示。很明显

$$u_b - u_a = 2L_1 \frac{di_k}{dt} \quad (8-22)$$

而整流输出电压为

$$\begin{aligned} u_d &= u_b - L_1 \frac{di_k}{dt} = u_a + L_1 \frac{di_k}{dt} \\ &- u_b - \frac{1}{2}(u_b - u_a) = \frac{1}{2}(u_a - u_b) \end{aligned} \quad (8-23)$$

式 (8-23) 表明, 在  $\gamma$  期间, 直流输出电压比  $u_a$  或  $u_b$  都小, 使输出电压波形减少了一块阴影面积, 降低的电压值为

$$u_b - u_a = \frac{1}{2}(u_b - u_a) = L_1 \frac{di_k}{dt}$$

图中的阴影面积大小为

$$A = \int_{\gamma} L_1 \frac{di_k}{dt} d(\omega t) = \int_0^{\gamma} \omega L_1 di_k = \omega L_1 I_d \quad (8-24)$$

### 1. 换相压降 $U_\gamma$

在图 8.23 (a) 所示的三相半波相控整流电路中, 整流输出电压为三相波形组合 (即一周期内换相 3 次), 每个周期内有 3 个阴影面积, 这些阴影面积之和  $3A$  除以周期  $2\pi$ , 即为换相重叠角期间输出平均电压的减少量, 称为换相压降  $U_\gamma$ , 则

$$U_\gamma = \frac{3A}{2\pi} = \frac{3\omega L_1 I_d}{2\pi} = \frac{3X_L I_d}{2\pi} \quad (8-25)$$

式中,  $X_L = \omega L_1$  是变压器每相漏感折合到二次侧的漏电感。

由式 (8-25) 可知, 换相压降  $U_\gamma$  正比于负载电流  $I_d$ , 它相当于整流电源增加了一项等效电阻  $\frac{3X_L}{2\pi}$ , 但这个等效内阻并不消耗有功功率。

### 2. 换相重叠角 $\gamma$

在图 8.23 (b) 中, 为便于计算, 将坐标原移到 a、b 相的自然换流点, 并设  $u_a = \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$ , 则

$$u_b = \sqrt{2}U_2 \cos(\omega t - \frac{\pi}{3})$$

由式 (8-22) 可得

$$2L_1 \frac{di_k}{dt} = \sqrt{2}U_2 \left[ \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) - \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}) \right] = \sqrt{6}U_2 \sin \omega t$$

将上式两边同乘以  $\omega$ , 得

$$2\omega L_1 di_k = \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \quad (8-26)$$

从电路工作原理可知, 当电感  $L_1$  中电流从 0 变到  $I_d$  时, 正好对应  $\omega t$  从  $\alpha$  变到  $(\alpha + \gamma)$ , 将此条件代入式 (8-26), 得

$$2X_1 \int_0^{I_d} di_k = \sqrt{6}U_2 \int_a^{a+\gamma} \sin\omega t d(\omega t)$$

即

$$2X_1 I_d = \sqrt{6}U_2 [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (8-27)$$

则换相重叠角为

$$\gamma = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{2X_1 I_d}{\sqrt{6}U_2}\right) - \alpha \quad (8-28)$$

式(8-28)表明,当 $L$ 或 $I_d$ 增大时, $\gamma$ 将增大;当 $\alpha$ 增大时, $\gamma$ 减小。必须指出,如果在负载两端并联续流二极管,将不会出现换流重叠的现象,因为换流过程因续流二极管的存在而改变。

对于其他整流电路,可用同样的方法进行分析。现将结构列于表8-2中,以方便读者使用。

表8-2 各整流电路换相压降和换相重叠角计算公式

电路形式	单相全波	单相全控桥	三相半波	三相全控桥	M脉冲整流电路
$\Delta U_d$	$\frac{X_B}{\pi} I_d$	$\frac{2X_B}{\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{2\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{\pi} I_d$	$\frac{mX_B}{2\pi} I_d$
$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U}$	$\frac{2I_d X_B}{\sqrt{2}U}$	$\frac{2I_d X_B}{\sqrt{6}U}$	$\frac{2I_d X_B}{\sqrt{6}U}$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U \sin \frac{\pi}{m}}$

① 单相全控桥电路在换相过程中,环流 $i_k$ 是从 $-I_d$ 变为 $I_d$ ,本表所列通用公式不适用。

② 三相桥等效为相电压有效值等于 $\sqrt{3}U$ 的六脉波整流电路,故其 $m=6$ ,相电压有效值按 $\sqrt{3}U$ 代入。

## 8.4 大功率相控整流电路

### 8.4.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

在电解、电镀等工业应用中,经常需要低电压大电流(例如几十伏,几千至几万安)的可调直流电源。如果采用三相桥式电路,整流器件的数量很多,还有两个管压降损耗,降低了效率。在这种情况下,可采用带平衡电抗器的双反星形可控整流电路,如图8.24所示。该电路可简称为双反星形电路。

整流变压器的二次侧每相有两个匝数相同、极性相反的绕组,分别接成两组三相半波电路,即a、b、c一组, a'、b'、c'一组。a与a'绕在同一相铁心上,图8.24中“•”表示同名端。同样b与b', c与c'都绕在同一相铁心上,故得名双反星形电路。变压器二次侧绕组的极性相反可消除铁心的直流磁化,设置电感量为 $L_p$ 的平衡电抗器是为保证两组三相半波整流电路能同时导电,每组承担一半负载。因此,与三相桥式电路相比,在采用相同晶闸管的条件下,双反星形电路的输出电流可大一倍。

当两组三相半波电路的控制角 $\alpha=0^\circ$ 时,两组整流电压、电流的波形如图8.25所示。

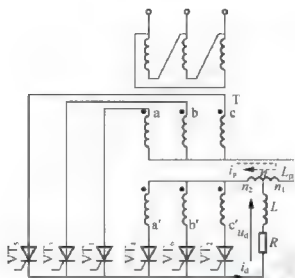
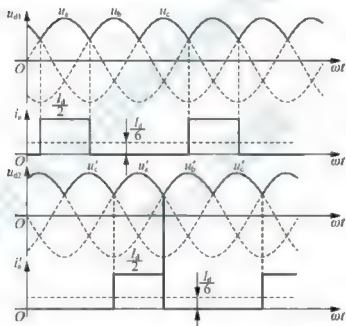


图 8.24 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

图 8.25 双反星形电路  $\alpha=0^\circ$  时两组整流电压与电流波形

在图 8.25 中, 两组的相电压互差  $180^\circ$ , 因而相电流亦互差  $180^\circ$ , 其幅值相等, 都是  $I_d/2$ 。以 a 相而言, 相电流  $i_a$  与  $i'_a$  出现的时刻虽不同, 但它们的平均值都是  $I_d/6$ 。因为平均电流相等而绕组的极性相反, 所以直流安匝互相抵消。因此本电路是利用绕组的极性相反来消除直流磁通势 (以防变压器铁心被直流磁化) 的。

在这种并联电路中, 在两个星形的中点间接有带中间抽头的平衡电抗器, 这是因为当两个直流电源并联运行时, 只有当两个电源的电压平均值和瞬时值均相等时, 才能使负载电流平均分配。在双反星形电路中, 虽然两组整流电压的平均值  $U_{d1}$  和  $U_{d2}$  是相等的, 但是它们的脉动波相差  $60^\circ$ , 它们的瞬时值是不同的, 如图 8.26 (a) 所示。现在把 6 个晶闸管的阴极连接在一起, 因而两个星形的中点  $n_1$  和  $n_2$  间的电压便等于  $u_{d1}$  和  $u_{d2}$  之差。其波

形是 3 倍频的近似三角波, 如图 8.26 (b) 所示。这个电压加在平衡电抗器  $L_p$  上, 产生电流  $i_p$ , 它通过两组星形自成回路, 不流到负载中去, 称为环流或平衡电流。考虑到  $i_p$  后, 每组三相半波承担的电流分别为  $I_d/2 + i_p$ 。为了使两组电流尽可能平均分配, 一般使  $L_p$  值足够大, 使得环流远小于额定电流。

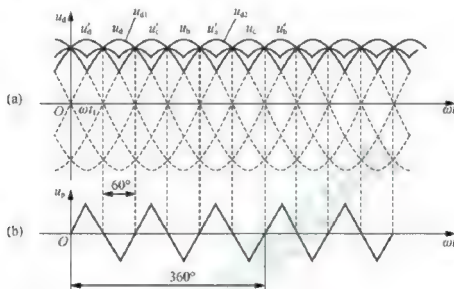


图 8.26 平衡电抗器作用下输出电压波形和平衡电抗器上电压波形

在图 8.24 所示的双反星形电路中, 如不接平衡电抗器, 即成为六相半波整流电路, 在任一瞬间只能有一个晶闸管导电, 其余 5 个晶闸管均承受反压而阻断, 每个管子最大的导通角为  $60^\circ$ , 每个管子的平均电流为  $I_d/6$ 。

当  $\alpha = 0^\circ$  时, 六相半波整流电路的  $U_d$  为  $1.35 U_2$ , 比三相半波时的  $1.17 U_2$  略大些, 其波形如图 8.26 (a) 的包络线所示。由于六相半波整流电路因晶闸管导电时间短, 变压器利用率低, 故极少采用。可见, 双反星形电路与六相半波电路的区别在于有无平衡电抗器, 对平衡电抗器作用的理解是掌握双反星形电路原理的关键。

以下分析由于平衡电抗器的作用, 使得两组三相半波整流电路同时导电的原理。

在图 8.26 (a) 中取任一瞬间如  $\omega t_1$ , 这时  $u'_{b1}$  及  $u_a$  均为正值, 然而  $u'_{b1}$  大于  $u_a$ , 如果两组三相半波整流电路中点  $n_1$  和  $n_2$  直接相连, 则必然只有 b' 相的晶闸管能导电。接了平衡电抗器后,  $n_1$ 、 $n_2$  间的电位差加在  $L_p$  的两端, 它补偿了  $u'_{b1}$  和  $u_a$  的电势差, 使得  $u'_{b1}$  和  $u_a$  相的晶闸管能同时导电, 如图 8.27 所示。由于在  $\omega t_1$  时电压  $u'_{b1}$  比  $u_a$  高, VT<sub>5</sub> 导通, 此电流在流经  $L_p$  时,  $L_p$  上要感应一电动势  $u_p$ , 它的方向是要阻止电流增大 (图 8.27 标出的极性)。可以导出平衡电抗器两端电压和整流输出电压的数学表达式为

$$u_p = u_{d2} - u_{d1} \quad (8-29)$$

$$u_d = u_{d2} - \frac{1}{2}u_p = u_{d1} + \frac{1}{2}u_p = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2}) \quad (8-30)$$

虽然  $u'_{b1} > u_a$ , 导致  $u_{d1} < u_{d2}$ , 但由于  $L_p$  的平衡作用, 使得晶闸管 VT<sub>5</sub> 和 VT<sub>1</sub> 都承受正向电压而同时导通。随着时间推迟至  $u'_{b1}$  与  $u_a$  的交点, 由于  $u'_{b1} = u_a$ , 两管继续导电, 此时  $u_p = 0$ 。之后  $u'_{b1} < u_a$ , 则流经 b' 相的电流要减小, 但  $L_p$  有阻止此电流减小的作用,

$u_p$  的极性则与图 8.27 所示的相反,  $L_p$  仍起平衡作用, 使  $VT_6$  继续导电, 直到  $u'_c > u'_l$ , 电流才从  $VT_6$  换至  $VT_7$ 。此时变成  $VT_1$ 、 $VT_7$  同时导电。每隔  $60^\circ$  有一个晶闸管换相。每一组中的每一个晶闸管仍按三相半波的导电规律而各轮流导电  $120^\circ$ 。这样以平衡电抗器中点作为整流电压输出的负端, 其输出的整流电压瞬时值为两组三相半波整流电压瞬时值的平均值, 见式 (8-30), 波形如图 8.26 (a) 中粗黑线所示。

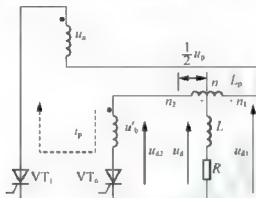


图 8.27 平衡电抗器作用下两个晶闸管同时导电的情况

图 8.28 画出了  $\alpha = 30^\circ$ 、 $\alpha = 60^\circ$  和  $\alpha = 90^\circ$  时输出电压的波形。从图中可以看出, 双反星形电路的输出电压波形与三相半波电路比较, 脉动程度减小了, 脉动频率加大一倍,  $f = 300\text{Hz}$ 。在电感负载情况下, 当  $\alpha = 90^\circ$  时, 输出电压波形正负面积相等,  $U_d = 0$ , 因而要求的移相范围是  $90^\circ$ 。如果是电阻负载, 则  $u_d$  波形不应出现负值, 仅保留波形中正的部分。同样可以得出, 当  $\alpha = 120^\circ$  时,  $U_d = 0$ , 因而电阻负载要求的移相范围为  $120^\circ$ 。

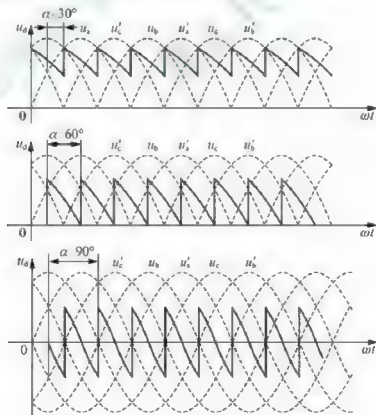


图 8.28  $\alpha = 30^\circ$ 、 $60^\circ$ 、 $90^\circ$  时双反星形电路输出电压波形

双反星形电路是两组三相半波电路的并联，所以整流电压平均值与三相半波整流电路的整流电压平均值相等，在不同控制角  $\alpha$  时

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha$$

在以上分析的基础上，将双反星形电路与三相桥式电路进行比较可得出以下结论。

(1) 三相桥式电路是两组三相半波电路串联，而双反星形电路是两组三相半波电路并联，而且后者需用平衡电抗器。

(2) 当变压器二次电压有效值  $U_2$  相等时，双反星形电路的整流电压平均值  $U_d$  是三相桥式电路的  $1/2$ ，而整流电流平均值  $I_d$  是三相桥式电路的两倍。

(3) 在两种电路中，晶闸管的导通及触发脉冲的分配关系是一样的，整流电压  $u_d$  和整流电流  $i_d$  的波形形状一样。

### 8.4.2 多重化整流电路

随着整流装置功率的进一步加大，它所产生的谐波、无功功率等对电网的干扰也随之加大，为减轻干扰，可采用多重化整流电路。本节在该类电路的控制方面主要涉及移相控制方法，另有顺序控制方法请读者参见有关文献。

整流电路的多重联结有并联多重联结和串联多重联结。图 8.29 给出了将两个三相全控桥式整流电路并联多重联结的 12 脉波整流电路原理图，该电路中使用了平衡电抗器来平衡各组整流器的电流，其原理与双反星形电路中采用平衡电抗器是一样的。

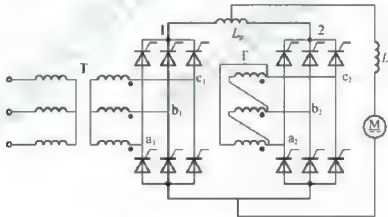


图 8.29 并联多重联结 12 脉波整流电路

对于交流输入电流来说，采用并联多重联结和串联多重联结的效果是相同的，以下着重讲述串联多重联结的情况。采用多重联结不仅可以减少交流输入电流的谐波，同时也可减小直流输出电压中的谐波幅值并提高纹波频率，因而可减小平波电抗器体积和质量。为了简化分析，下面均不考虑变压器漏抗引起的重叠角，并假设整流变压器各绕组的线电压之比为  $1:1$ 。

图 8.30 所示是移相  $30^\circ$  构成串联 2 重联结电路的原理图，利用变压器二次绕组接法的不同，使两组三相交流电源间相位错开  $30^\circ$ ，从而使输出整流电压  $u_d$  在每个交流电源周期中脉动 12 次，故该电路为 12 脉波整流电路。整流变压器二次绕组分别采用星形和三角形

接法构成相位相差  $30^\circ$ 、大小相等的两组电压，接至相互串联的两组整流桥。因绕组接法不同，变压器一次绕组和两组二次绕组的匝比如图 8.30 所示，为  $1:1:\sqrt{3}$ 。图 8.31 (c) 所示的  $i'_{ab1}$  在图 8.30 中未标出，它是第 II 组桥电流  $i_{ab2}$  折算到变压器一次侧 A 相绕组中的电流，图 8.31 (d) 所示的总输入电流  $i_A$  为图 8.31 (a) 所示的  $i_{a1}$  和图 8.31 (c) 所示的  $i'_{ab2}$  之和。

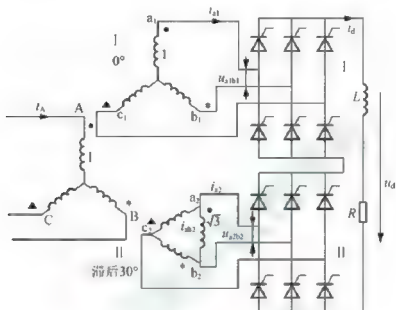


图 8.30 移相  $30^\circ$  串联 2 重联结电路

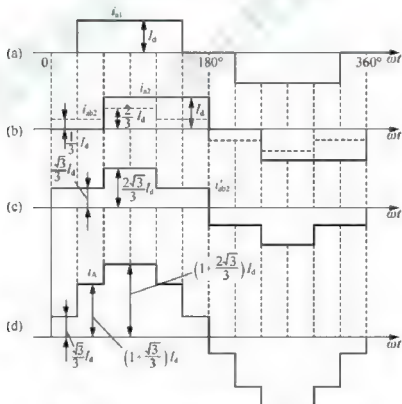


图 8.31 移相  $30^\circ$  串联 2 重联结电路的输入电流波形

























































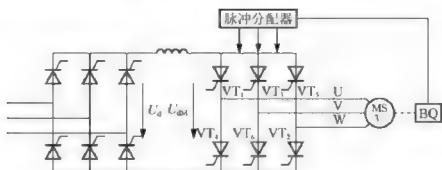


图 9.14 无换向器电动机的基本电路

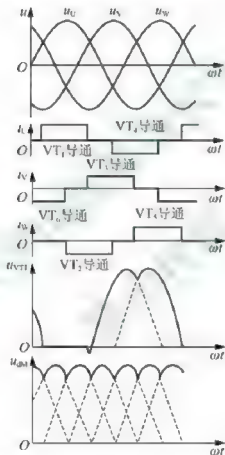


图 9.15 无换向器电动机电路工作波形

## 9.4 多重和多电平逆变电路

在本章所介绍的逆变电路中，对电压型电路来说，输出电压是矩形波；对电流型电路来说，输出电流是矩形波。矩形波中含有较多的谐波，对负载会产生不利影响。为了减少矩形波中所含的谐波，常常采用多重逆变电路把几个矩形波组合起来，使之成为接近正弦波的波形。也可以改变电路结构，构成多电平逆变电路，它能够输出较多的电平，从而使输出电压向正弦波靠近。下面就这两类电路分别加以介绍。

### 9.4.1 多重逆变电路

多重化的概念读者并不陌生，第8章讲述的12脉波整流电路由两个三相桥式整流电路构成，是二重整流电路。通过二重化，使交流输入电流的5、7、17、19等次谐波被消除，直流电压中的6、18等次谐波也被消除，输入输出特性均明显改善。

电压型逆变电路和电流型逆变电路都可以实现多重化。下面以电压型逆变电路为例说明逆变电路多重化的基本原理。

图9.16所示是单相电压型二重逆变电路原理图，它由两个单相全桥逆变电路组成，二者输出通过变压器 $T_1$ 和 $T_2$ 串联起来，图9.17所示是其电路的输出波形。两个单相逆变电路的输出电压 $u_1$ 和 $u_2$ 都是导通 $180^\circ$ 的矩形波，其中包含所有的奇次谐波。现在只考查其中的3次谐波。如图9.17所示，把两个单相逆变电路导通的相位错开 $\varphi=60^\circ$ ，则对于 $u_1$ 和 $u_2$ 中的3次谐波来说，它们就错开了 $3 \times 60^\circ = 180^\circ$ 。通过变压器串联合成后，两者中所含3次谐波互相抵消，所得到的总输出电压中就不含3次谐波。从图9.17可以看出， $u$ 的波形是导通 $120^\circ$ 的矩形波，和三相桥式逆变电路 $180^\circ$ 导通方式下的线电压输出波形相同。其中，只含 $6k \pm 1 (k=1, 2, 3, \dots)$ 次谐波， $3k (k=1, 2, 3, \dots)$ 次谐波都被抵消了。

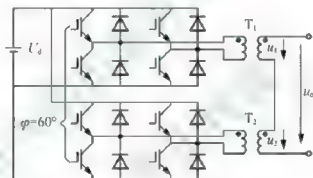


图 9.16 单相电压型二重逆变电路

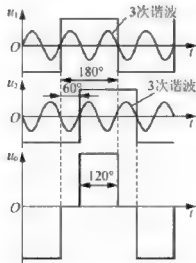


图 9.17 二重逆变电路的工作波形



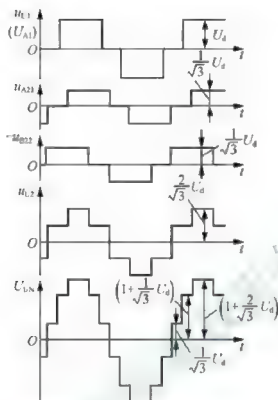


图 9.20 三相电压型二重逆变电路波形图

把  $u_{U1}$  展开成傅里叶级数得

$$u_{U1} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left[ \sin\omega t + \frac{1}{n} \sum_k (-1)^k \sin n\omega t \right] \quad (9-23)$$

式中,  $n = 6k \pm 1$ ,  $k$  为自然数。 $u_{U1}$  的基波分量为有效值为

$$U_{U11} = \frac{\sqrt{6}U_d}{\pi} = 0.78U_d \quad (9-24)$$

$n$  次谐波有效值为

$$U_{U1n} = \frac{\sqrt{6}U_d}{n\pi} \quad (9-25)$$

把由变压器合成后的输出相电压  $u_{UN}$  展开成傅里叶级数, 可求得基波电压有效值为

$$U_{UN1} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{\pi} = 1.56U_d \quad (9-26)$$

其  $n$  次谐波有效值为

$$U_{UNn} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{n\pi} = \frac{1}{n} U_{UN1} \quad (9-27)$$

式中,  $n = 12k \pm 1$ ,  $k$  为自然数。在  $u_{UN}$  中已不含 5 次、7 次等谐波。

可以看出, 该三相电压型二重逆变电路的直流侧电流每周脉动 12 次, 称为 12 脉波逆变电路。一般来说, 使  $m$  个三相桥式逆变电路的相位依次错开  $\pi/(3m)$  运行, 连同使它们输出电压合成并抵消上述相位差的变压器, 就可以构成脉波数为  $6m$  的逆变电路。



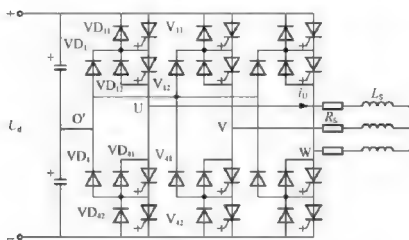


图 9.22 中点钳位型三电平逆变电路

按图 9.21 所规定的方向,  $i_U > 0$  时,  $V_{12}$  和钳位二极管  $VD_{11}$  导通;  $i_U < 0$  时,  $V_{41}$  和钳位二极管  $VD_{12}$  导通。即通过钳位二极管  $VD_{11}$  或  $VD_{12}$  的导通把  $U$  点电位钳位在  $O'$  点电位上。

通过相电压之间的相减可得到线电压。两电平逆变电路的输出线电压共有  $\pm U_d$  和零 3 种电平, 而三电平逆变电路的输出线电压则有  $\pm U_d$ 、 $\pm U_d/2$  和零 5 种电平。因此, 通过适当的控制, 三电平逆变电路输出电压谐波可大大少于两电平逆变电路。这个结论不但适用于中点钳位型三电平逆变电路, 也适用于其他三电平逆变电路。

中点钳位型三电平逆变电路还有一个突出的优点就是每个主开关器件关断时所承受的电压仅为直流侧电压的一半。这是该电路比两电平逆变电路更适合于高压大容量应用场合的原因。

用与三电平电路类似的方法, 还可构成五电平 (图 9.23) 等更多电平的中点钳位型逆变电路。当然随着电平数的增加, 所需钳位二极管的数目也急剧增加。

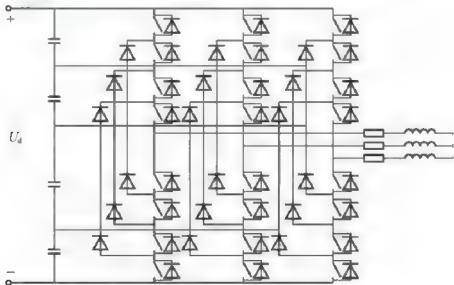


图 9.23 中点钳位型五电平逆变电路











19. 三相桥式电压型逆变电路,  $180^\circ$  导电方式,  $U_d = 100\text{V}$ 。试求输出相电压的基波幅值  $U_{\text{UN,m}}$  和有效值  $U_{\text{UN}}$ , 输出线电压的基波幅值  $U_{\text{UV,m}}$  和有效值  $U_{\text{UV}}$ , 输出线电压中 5 次谐波的有效值  $U_{\text{UV5}}$ 。



# 第10章

## 直流斩波电路

**关键术语：**降压斩波电路，升压斩波电路，升降压斩波电路，多象限斩波电路，多相多重斩波电路。

**学过本章后，读者将能够：**

认识降压、升压、升降压斩波电路结构，并能熟练描述其工作原理；

了解多象限和多相多重斩波电路结构及工作原理。

**引例：**

直流斩波电路将一种电压的直流电转换为另一种电压的直流电，有的还可以通过外围的控制作用，可以在输入直流电压不变的前提下，调节输出直流电压的大小，从而满足输出端负载的需求，图 10.1 展示了直流斩波器及其供电并控制的直流电动机，通过改变直流斩波器输出电压大小来调节直流电动机的转速。



图 10.1 直流斩波器与直流电动机

直流-直流变流电路 (DC/DC Converter) 的功能是将直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电，包括直接直流变流电路和间接直流变流电路。直接直流变流电路也称直流斩波电路 (DC Chopper)，指直接将直流电变为另一直流电，在这种情况下输入与输出之































































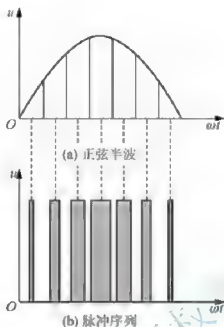


图 12.4 用 PWM 波代替正弦半波

上面所列举的 PWM 波都是 PWM 电压波。除此之外,也还有 PWM 电流波。例如电流型逆变电路的直流侧是电流源,如对其进行 PWM 控制,所得到的 PWM 波就是 PWM 电流波。

直流斩波电路得到的 PWM 波是等效直流波形,SPWM 波得到的是等效正弦波形,这些都是应用十分广泛的 PWM 波。本章讲述的 PWM 控制技术实际上主要是 SPWM 控制技术。除此之外,PWM 波形还可以等效成其他所需要的波形,如等效成所需要的非正弦交流波形等,其基本原理和 SPWM 控制相同,也是基于面积等效原理。

## 12.2 PWM 逆变电路及其控制

PWM 逆变电路和第 9 章介绍的逆变电路一样,也可分为电压型和电流型两种。本节主要讲述电压型 PWM 逆变电路的控制方法。

### 12.2.1 调制法

如上节所述,如果给出了逆变电路的正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲数,PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔就可以准确计算出来。按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断,就可以得到所需要的 PWM 波形,这种方法称之为计算法。计算法是很繁琐的,当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时,结构都要变化。

与计算法相对应的是调制法,即把希望输出的波形作为调制信号,把接受调制的信号作为载波,通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波,其中等腰三角波应用最多。因为等腰三角波上任一点的水平宽度和高度成线性关系且左右对称,当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时,如果在交点时刻对电路中







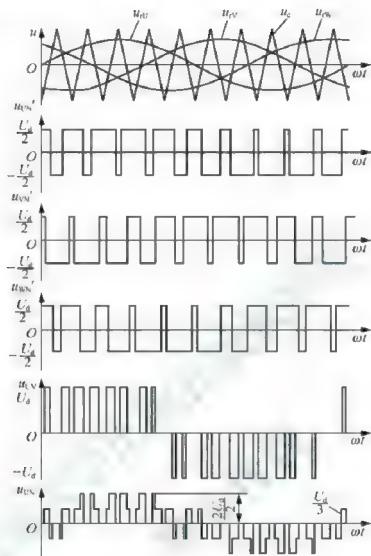


图 12.9 三相桥式 PWM 逆变电路波形

是异步调制三相 PWM 波形。在异步调制方式中,通常保持载波频率  $f_c$  固定不变,因而当信号波频率  $f_s$  变化时,载波比  $N$  是变化的。同时,在信号波的半个周期内, PWM 波的脉冲个数不固定,相位也不固定,正负半周期的脉冲不对称,半周期内前后  $1/4$  周期的脉冲也不对称。

当信号波频率较低时,载波比  $N$  较大,一周期内的脉冲数较多,正负半周期脉冲不对称和半周期内前后  $1/4$  周期脉冲不对称产生的不利影响都较小, PWM 波形接近正弦波。当信号波频率增高时,载波比  $N$  减小,一周期内的脉冲数减少, PWM 脉冲不对称的影响就变大,有时信号波的微小变化还会产生 PWM 脉冲的跳动。这就使得输出 PWM 波和正弦波的差异变大。对于三相 PWM 型逆变电路来说,三相输出的对称性也变差。因此,在采用异步调制方式时,希望采用较高的载波频率,以使在信号波频率较高时仍能保持较大的载波比。





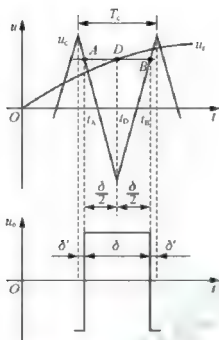


图 12.12 规则采样法说明图

$$\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2}$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_r t_D) \quad (12-1)$$

在三角波的一周期内, 脉冲两边的间隙宽度 \$\delta'\$ 为

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_r t_D) \quad (12-2)$$

对于三相桥式逆变电路来说, 应该形成三相 SPWM 波形。通常三相的三角波载波是公用的, 三相正弦调制波的相位依次相差 \$120^\circ\$。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 \$\delta\_u\$、\$\delta\_v\$、\$\delta\_w\$, 脉冲两边的间隙宽度分别为 \$\delta'\_u\$、\$\delta'\_v\$ 和 \$\delta'\_w\$, 由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零, 故由式 (12-1) 可得

$$\delta_u + \delta_v + \delta_w = \frac{3T_c}{2} \quad (12-3)$$

同样, 由式 (12-2) 可得

$$\delta'_u + \delta'_v + \delta'_w = \frac{3T_c}{4} \quad (12-4)$$

利用式 (12-3)、式 (12-4) 可以简化生成三相 SPWM 波形时的计算。

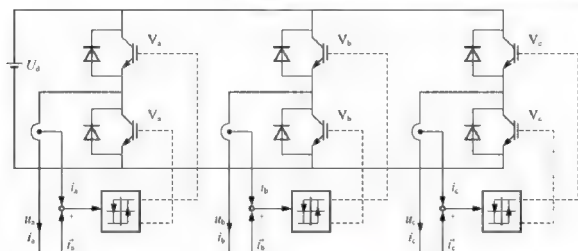
## 12.2.4 PWM 逆变电路的谐波分析

PWM 逆变电路可以使输出电压、电流接近正弦波, 但由于使用载波对正弦信号波调制, 也产生了和载波有关的谐波分量。这些谐波分量的频率和幅值是衡量 PWM 逆变电路性能的重要指标之一, 因此有必要对 PWM 波形进行谐波分析。这里主要分析常用的双极

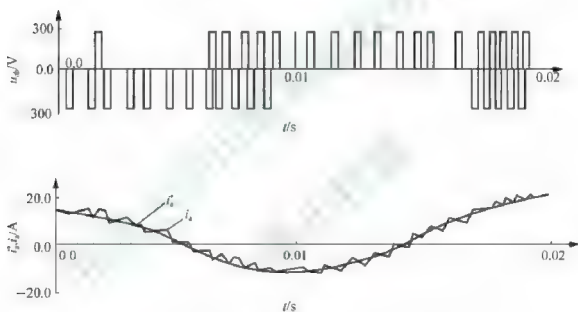








(a) 三相电流跟踪控制电路



(b) 输出线电压和电流波形

图 12.16 三相电流跟踪型逆变器的控制

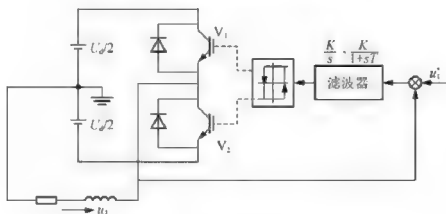


图 12.17 电压跟踪控制



















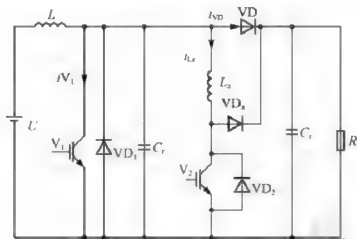




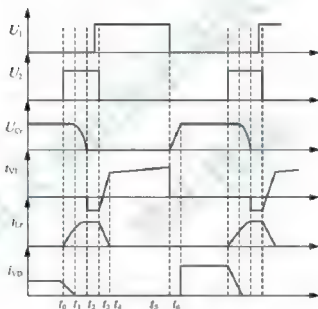




ZVT PWM Boost 变换器及其主要电量波形图。



(a) ZVT PWM 电路原理图

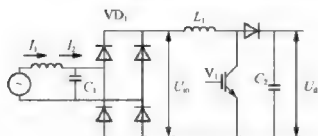


(b) ZVT PWM 主要电量波形

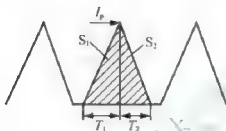
图 13.13 ZVT PWM Boost 电路原理图及主要电量波形图

从图 13.13 可以看出,在主开关管  $V_1$  开通之前,开通辅助开关管  $V_2$ ,谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  开始谐振工作,电感电流  $i_{L_r}$  开始上升,电容  $C_r$  电压开始下降到零时,  $V_1$  的反并联二极管  $VD_1$  导通,把主开关管  $V_1$  电压箝在零位,此时开通主开关管  $V_1$  就是零电压开通。该变换器的优点:①实现了主开关管  $V_1$  和升压二极管  $VD$  的软开关;②辅助开关管是零电流开通,但有容性开通损耗;③主开关管和升压二极管中的电流、电压应力与不加辅助电路一样;④在任意负载和输入电压范围内均可实现 ZVS,辅助电路工作时间很短,其电流有效值很小,因此损耗很小;⑤实现了恒定频率控制。该电路的缺点:辅助开关管的关断损耗比较大,比不加辅助电路时主开关的损耗还要大,因此有必要改善辅助开关管的关断条件。

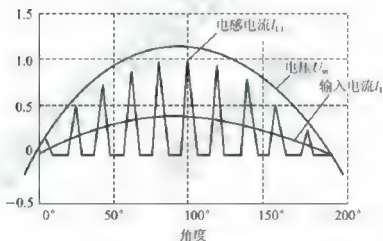




(a) 电路结构



(b) 电感电流波形



(c) 输入电感电流波形

图 13.15 升压型大功率因数变换器

$U_{dc}$  越小,  $S_2$  的比例就越大, 输入电流的失真就越严重。

在图 13.15 所示的电路中, 电感电流不连续, 开关器件的开通是 ZCS 方式。但是, 关断时电感电流从峰值关断, 是硬开关动作, 因此, 关断时开关损耗和浪涌电流很大。图 13.16 所示是改进型电路, 该电路上接有无损耗缓冲电路, 两个开关器件  $V_1$  和  $V_2$  同时导通和关断。 $V_1$ 、 $V_2$  关断后, 电流经  $L_r$ 、 $VD_{c1}$ 、 $C_r$ 、 $VD_{c2}$  给电容  $C_r$  充电。 $C_r$  充电的时间比  $V_1$ 、 $V_2$  的关断时间长得多, 因此, 从原理上说,  $V_1$ 、 $V_2$  是以 ZVS 方式关断的, 从而开关损耗和浪涌电压很小。电容  $C_r$  的电压能增加交流输入电压过零附近输入电流的数值, 因此改善了电流波形。

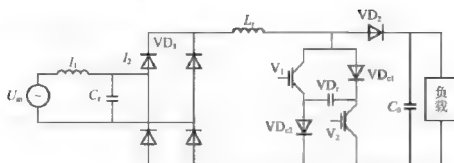


图 13.16 升压型高功率因数变流器

## 2. 三相高功率因数变流器

图 13.17 所示是升压型电感不连续模式的三相单开关高功率因数变流器的基本结构，三相一起用一个开关器件控制。其动作原理与单相高功率因数变流器基本一样。根据输出功率的需要，相应的调整占空比，使开关器件  $V_1$  导通，可以得到输入高功率因数。

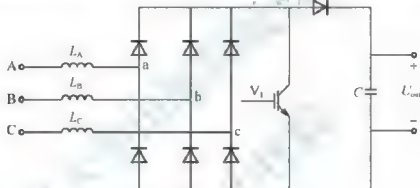


图 13.17 三相单开关高功率因数变流器

如图 13.17 所示，开关器件  $V_1$  导通，a、b、c 这 3 个端子都被二极管整流桥短路。因此，各相升压电感  $L_A$ 、 $L_B$ 、 $L_C$  的电流与各相输入电压的时间积分成比例增加。器件  $V_1$  关断，电感的电流按照各相电压和输出电压之差的时间积分成比例减少。设计时应在升压电感为零后，才进入下一周期。

由于是三相电路，3 的倍数次谐波电流形成环流与输入电流无关，功率因数比单相时还高。为了得到高功率因数，必须使输入直流电压比输入线电压峰值高得多。脉宽调制对减少单相不连续模式下的波形失真很有效。但在三相情况下则不然，对某相抑制谐波有效的调制方式反而增大其他相的谐波，因此综合失真率不会改善。

## 13.3.3 DC-AC 变换

逆变器的软开关电路根据谐振电路和辅助电路在逆变主电路上的不同位置可分为谐振 DC 环节方式、谐振极方式、负载谐振方式、辅助谐振缓冲电路方式等。

### 1. 谐振 DC 环节电路

在逆变器 DC 母线上设置 LC 并联谐振或串联谐振电路，利用谐振使 DC 母线上产生

零电压或零电流期间,在此期间逆变器的开关进行切换,实现零电压或零电流动作。该方式是谐振 DC 环节的基本结构,母线上电流和电压的峰值是电源电流和电源电压的 2 倍以上,要注意器件的耐压和电流容量。

## 2. 部分谐振 DC 电路

与前面一样,该方式是在 DC 母线上加辅助开关器件和 LC 谐振电路。在逆变器开关模式切换之前启动该谐振电路,当谐振过程使 DC 母线电压或电流为零时才开始软开关切换,辅助器件的动作也是以软开关进行的。谐振动作仅在逆变器开关模式要切换时发生。图 13.18 所示是部分谐振电压型 DC 环节逆变器的实例,辅助开关器件仅用两个。图 13.19 所示是部分电流谐振 DC 环节逆变器的实例。

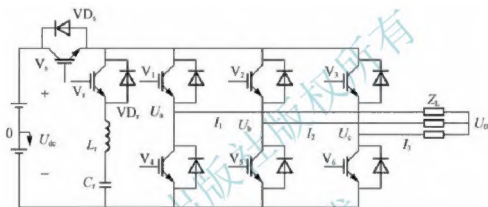


图 13.18 部分谐振电压型 DC 环节逆变器

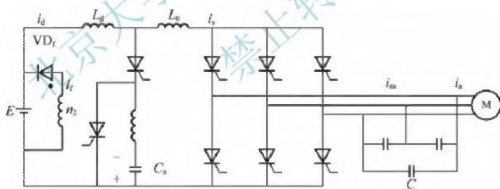


图 13.19 部分谐振电流型 DC 环节逆变器

限于篇幅,本节仅仅介绍了部分典型软开关应用电路,在实际中,软开关技术的应用越来越广泛地深入到各种电力电子电路中。

## 阅读材料:

### 软开关技术发展现状

自 20 世纪 70 年代以来,国内外电力电子和电源技术领域不断研制开发高频软开关技术,到目前为止,已提出了多种不同的软开关拓扑结构,实际应用也取得了大量成功。

软开关技术先后经历了串联或并联谐振技术(20 世纪 70 年代)、准谐振或多谐振技术(20 世纪 80 年代中期)、ZCS-PWM 或 ZVS-PWM 技术(20 世纪 80 年代末期)、移相全桥

ZVS-PWM 技术 (20 世纪 80 年代末期)、ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 技术 (20 世纪 90 年代初期)、全桥移相 ZVZCS-PWM 技术 (20 世纪 90 年代中期) 等发展阶段。

目前, 软开关技术的进展主要在小功率开关电源领域最为迅猛, 包括 DC-DC、DC-AC、AC-DC 等变换器领域。对于中大功率电源, 尤其在焊接电源领域, 近年逐步克服了因工作环境恶劣, 器件容量及可靠性等方面的原因, 使软开关技术开始获得大量应用。如双 IGBT 管正激零电压转换-脉宽调制 (ZVT-PWM) 软开关焊接电源, 输出 20 kW, 500A, 开关频率 40kHz, 效率 92%。该电源冲击电流小, 动态特性好, 负载不影响软开关特性。当开关管电流过零时, 使开关管关断; 开关管电压过零时, 使开关管导通。从而使开关管关断和导通时损耗为零, 实现了开关电源高频化的设计, 提高了电源效率。软开关电源的开关器件在开通或关断的过程中, 或是加于其上的电压为零, 或是通过开关器件的电流为零。这种开关方式为电源小型化、高效率创造了条件。所以, 软开关技术也是一门绿色技术。

并且, 随着电力电子技术的发展, 目前对电力电子装置的要求愈加倾向于小型化, 轻量化。不过, 随着频率的提高又带来了电磁干扰、开关应力、开关损耗等问题。目前软开关技术领域的热点之一就是针对解决上述问题而开展研究。

到目前为止, 软开关变换器基本都应用了谐振原理, 在电路中并联或串联谐振网络, 很可能产生谐振损耗, 并使电路受到固有问题的影响。为此, 人们提出了组合软开关功率变换器的理论。组合软开关技术结合了无损耗吸收与谐振式零电压、零电流技术的优点, 电路中既可以存在零电压开通, 也可以存在零电流关断, 同时既可以包含零电流开通, 也可以包含零电压关断, 这 4 种状态可以任意组合。

## 小结

首先介绍什么是硬开关和软开关的定义。

软开关技术具体表现为几种软开关变流电路及其控制技术, 电路包括基本软开关电路、ZCS 型准谐振变流电路、ZVS 型准谐振变流电路等。控制技术的中心思想是在电路的开关器件工作期间, 开关电压和电流不出现重叠, 进而不会出现开关损耗。

软开关技术有三大典型应用, 分别是 DC-DC 变换、AC-DC 变换和 DC-AC 变换, 本章都进行了较为详细的介绍。

## 习题

1. 在电力电子电路中, 开关开通前电压先降为零, 或关断前电流先降为零, 就可以消除开关过程中电压、电流的重叠, 降低它们的变化率, 从而大大减小甚至消除损耗和开关噪声, 这样的电路称为\_\_\_\_\_电路。

2. 在功率器件开通时电压先降到零, 称为\_\_\_\_\_, 此时开通损耗为\_\_\_\_\_; 关断时, 电流先降到零, 称为\_\_\_\_\_, 此时开关损耗为\_\_\_\_\_。

3. 使用\_\_\_\_\_开关能比较容易得到 ZCS 和 ZVS, 从而减小开关损耗, 与传统 PWM 比较, 开关频率也可提高 10 倍以上。

4. ZCS 型准谐振变流器是利用\_\_\_\_\_实现 ZCS 导通, 谐振时电感放电, 再利用\_\_\_\_\_进行关断。



5. 下列 ( ) 不属于软开关电路结构。
- A. 串联电感      B. 反并联二极管      C. 并联电容      D. 并联二极管
6. ZVS 型准谐振变流器是利用 ( ) 使功率器件以 ZVS 形式关断。
- A. 并联电容      B. 串联二极管      C. 并联二极管      D. 串联电容和二极管
7. 什么是软开关技术? 其核心是什么? 常采用什么方法?
8. 简述 ZCS 和 ZVS 准谐振变流器的原理。

北京大学出版社版权所有  
禁止转载

## 参考文献

- [1] 邵世凡. 电机与拖动 [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2008.
- [2] 赵郡有, 张爱军, 王东瑞. 电机与拖动基础 [M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2011.
- [3] 魏立明. 电机与拖动基础 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2012.
- [4] 戴文进, 肖倩华. 电机与电力拖动基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [5] 孙冠群, 于少娟. 控制电机与特种电机及其控制系统 [M]. 北京: 北京大学出版社, 2011.
- [6] 张承慧, 崔纳新, 李珂. 交流电机变频调速及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- [7] 吴红星. 电动机驱动与控制专用集成电路应用手册 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.
- [8] 孙冠群, 蔡慧, 李璟. 控制电机与特种电机 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [9] 张润和. 电力电子技术及应用 [M]. 北京: 北京大学出版社, 2008.
- [10] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术 [M]. 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [11] 程汉湘, 武小梅. 电力电子技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2010.
- [12] 沈喜明, 姚为正. 电力电子技术 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2011.
- [13] 康劲松, 陶生桂. 电力电子技术 [M]. 北京: 中国铁道出版社, 2010.
- [14] 刘志刚, 叶斌, 梁晖. 电力电子学 [M]. 北京: 清华大学出版社, 北京交通大学出版社, 2004.
- [15] 孙冠群, 张黎锁. 基于调速器的给水泵用超大型异步电动机试验分析 [J]. 大电机技术, 2014 (5): 14-17.
- [16] 苏贤峰, 李贤明, 田婷. 电厂中继泵大型异步电动机变频调速研究 [J]. 大电机技术, 2006 (5): 28-31.